F 7414/E

BULETINUL ŞTIINŢIFIC ŞI TEHNIC AL INSTITUTULUI POLITEHNIC TIMIŞOARA

SERIA

ELECTROTEHNICA

Tomul 16 (30) Fascicola 1

IANUARIE — IUNIE
1971

BULETINUL ŞTIINŢIFIC ŞI TEHNIC AL INSTITUTULUI POLITEHNIC TIMIŞOARA

SERIA ELECTROTEHNICĂ

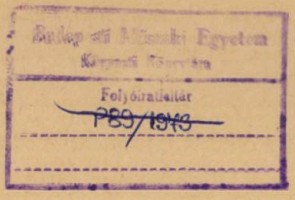
Tomul 16 (30) Fascicola 1

IANUARIE — IUNIE
1971

1989

COLEGIUL DE REDACȚIE

Prof. ing. *Gh. Silaș* (redactor șef), prof. ing. *Constantin Avram*, m. c. al Academiei R.S.R., prof. dr. ing. *I. Anton*, m. c. al Academiei R.S.R., prof. dr. ing. *M. Borneas*, prof. dr. ing. *M. Brașovan*, prof. ing. *V. Cocheci*, academician prof. dr. doc. *C. Drăgulescu*, prof. dr. *O. Em. Gheorghiu*, prof. ing. *V. Gheorghiu*, prof. ing. *Gh. Savii*, prof. ing. *D. Mateescu*, prof. dr. ing. *I. Novac*.



COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. dr. ing. *M. Brașovan* (redactor responsabil), prof. dr. ing. *I. Novac* (redactor responsabil adjunct), prof. dr. ing. *N. Bogoevici*, șef lucrări ing. *O. Crișan*, prof. dr. ing. *T. Dordea*, conf. dr. ing. *T. Mureșan*, prof. ing *A. Rogojan*, prof. dr. ing. *I Suciu*, prof. dr. ing. *V. Văzdăuțeanu* (secretar de redacție).

BULETINUL ȘTIINȚIFIC ȘI TEHNIC
AL
INSTITUTULUI POLITEHNIC TIMIȘOARA

SERIA ELECTROTEHNICĂ

Tomul 16 (30) Fasc. 1 Ianuarie – iunie 1971

SUMAR

P. ANDRONESCU, Algebra booleană ca instrument matematic în manifestarea fenomenului. Partea I 7

I. POPA, Studiul registrului de deplasare monotact cu ferite și diode într-un caz particular 25

I. POPA, Calculul registrelor de deplasare bitact realizate cu ferite și diode 33

D. DABA, Cu privire la nivelarea lichidelor dielectrice situate în cîmpul electric al unui condensator plan 43

A. CÎMPEANU, Asupra cînpului electromagnetic al mașinii sincrone în regim de oscilație 51

T. DRAGOMIR, Aplicarea calculului în mărimi complexe la studiul forțelor electrodinamice care se exercită asupra sistemelor trifazate cu conductoare rectilinii, paralele 53

V. POP, O metodă practică de atribuire a stărilor automatelor finite sincrone 71

V. POPOVICI, Metoda grafo-analitică de determinare a siguranței în funcționare a circuitelor logice 77

I. HEINRICH, Metodă simplificată de evaluare a uzurii termice relative a materialelor electroizolante la temperatură variabilă liniară în raport cu timpul 87

A. SOCENEANȚU, Sumator binar paralel de înaltă viteză 99

I. BRAȘOVAN, Determinarea prin metoda izoclinelor a curentului secundar permanent periodic al transformatorului de curent în regimul de saturație a miezului feromagnetic 111

ȘT. BARTZER, Considerații privind studiul solicitării termice a motoarelor electrice de acționare 117

НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИЙ БЮЛЕТЕНЬ
ТИМИШОРСЬКОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА
Им. ТР. ВУЯ

Серия Электротехника

Том 16 (30) Выпуск 1 Январь — июнь 1971

СОДЕРЖАНИЕ

П. АНДРОНЕСКУ, Булева олгебра — математический инструмент в проявлении явления 7

И. ПОПА, Исследование однотактного регистра сдвига с ферритами и диодами в частном случае... 25

И. ПОПА, Расчёт двухтактных перемещанщихся регистров осуществленных с ферритами и диодами 33

Д. ДАБА, О нивеляции диэлектрических жидкостей находящихся в электрическом поле плоского конденсатора 43

А. КЫМПЯНУ, Об электромагнитном моменте синхронной машины в колебательном режиме 51

Т. ДРАГОМИР. Применение расчета в комплексных величинах к исследованию электродинамических сил, воздействующих на трехфазные системы с прямолинейными проводниками 53

В. ПОП, Практический метод кодирования состояний конечных синхронных автоматов 71

В. ПОПОВИЧ, Графоаналитический метод расчета рабочей падлежности логических ценей 77

И. ХЕЙНРИХ, Опрощенной метод определения теплового относительного износа электроизолирующих материалов при линейном измененым температуры по отношению к времени 87

А. СОЧЕНЯНЦУ, Высокоскоростное бинарное суммирующее устройство 99

И. БРАШОВАН, Определение с методом изоклин периодического вторичного тока трансформатора тока с насыщенным ферромагнитным сердечником 111

Ш. БАРЦЕР, К изучению термической нагризки приводных электродвигателей 117

BULLETIN SCIENTIFIQUE ET TEHNIQUE
DE
L'INSTITUT POLYTECHNIQUE DE TIMIŞOARA
SÉRIE ÉLECTROTEHNIQUE
Tome 16 (30) Fascicule 1 Janvier—Juin 1971

SOMMAIRE

P. ANDRONESCU, Die booleanische Algebra als mathematisches Instrument zur Erläuterung des Phänomens 7

I. POPA, Untersuchung des Eintacktschieberegisters mit Ferritkernen und Dioden in einem partikullaren Fall 25

I. POPA, Berechnung von zweitakt Schieberegister mit Ferritenkernen und Dioden 33

D. DABA, About the mechanism of the effects which produce the level difference in dielectrical fluids situated in the electric field of a plane condenser 43

A. CÎMPEANU, Über das elektromagnetische Drehmoment der Synchronmaschine im Schwingzustand 51

T. DRAGOMIR, The application of complex values calculus in the study of electrodynamic forces which are exerting themselves upon three — phase systems whith parallel, rectilinear conductors 53

V. POP, An practical state assignement method for synchronous machines 71

V. POPOVICI, Graphical-Analytical method for the determination of the parametric reliability of logic circuits 77

J. HEINRICH, Vereinfachte Methode zur Bestimmung der relativen thermischen Alterung der elektrischen Isolierstoffe bei zeitlich liniarem Anstieg der Temperatur 87

A. SOCENEANȚU, Parallele binare Addierschaltung von hoher Geschwindigkeit 99

I. BRAȘOVAN, Vorausberechnung mittels der Isoklinenmethode des eingeschwungenen Sekundärstromes des Stromwandlers mit gesättigtem Eisenkern 111

ȘT. BARTZER, Betrachtungen zur Analyse der termischen Beanspruchung elektrischer Antriebsmotoren 11

ALGEBRA BOOLEEANA CA INSTRUMENT MATEMATIC ÎN MANIFESTAREA FENOMENULUI.

DE

P. ANDRONESCU

PARTEA I-a

Ca o contribuție la întocmirea arhivei pentru principiile și legile naturii [3]

1. Premisă

Ca să ne putem da seama, de semnificația unui astfel de titlu, folosit mai sus, e recomandabil să se atragă atenția că pornind de la concepția că *puterea de atracție a ideilor e aceea care stă la baza gîndirii filozofice*, rezultă în mod direct că *puterea de atracție a gîndirii matematice*, poate fi considerată într-adevăr ca o importantă *invenție filozofică*.

E firesc deci, să admitem, că în cercetarea științifică a unui fenomen, să ne sprijinim pe *puterea de atracție a gîndirii matematice ;* însă numai cu condiția, ca *aplicarea calculului matematic să fie privită prin prisma principiilor și a legilor naturii.*

În felul acesta, *puterea de atracție a gîndirii matematice* în cercetarea fenomenului, trebuie să fie temeinic însoțită și de *puterea de convingere prin rațiune, pe baza principiilor și a legilor naturii* [*3*].

Dacă nu procedăm în felul acesta, cercetarea științifică a fenomenului, devine de cele mai multe ori *confuză și dogmatică*, adeverindu-se în felul acesta înțeleptele cuvinte rostite de Paul Langevin și M. Rabelais.

Paul Langevin zicea : *„Manualele te îndeamnă mai mult la învățătură decît la înțelegere“* ; iar M. Rabelais zicea *„Știința fără conștiină, nu e decît ruina sufletului“*.

Ca exemplu, putem să privim pe acei așa zișI oameni de știință, care chipurile stiu carte, dar nu știu să explice.

Numai cercetătorul care e într-adevăr dotat cu cele necesare, pentru a întocmi o cercetare temeinică a unui fenomen, va simți cum *calculul matematic*, se comportă ca un *instrument matematic în manifestarea fenomenului*, deoarece

prin acel calcul se realizează în fiecare moment *măsurile mărimilor* din acel fenomen, tot așa după cum la folosirea unui *instrument tehnic*, se creează posibilitatea de a se obține pe cale experimentală, *măsurarea mărimii*.

Reușita în cercetarea unui fenomen este condiționată așadar de *posibilitatea de reproducere experimentlaă, ori și unde și ori și cînd, în mod exact, a tuturor unităților mărimilor care se manifestă în fenomen, indiferent de faptul, că unele din acele unități, au fost stabilite arbitrar, pentru că mărimile corespunzătoare se comportă între ele ca independente una față de cealaltă.*

Stabilirea tuturor unităților mărimilor care se manifestă în fenomen, se sprijină pe *principiul relativității*, prin care se evidențiază, că toate mărimile se comportă între ele ca dependente una față de cealaltă, fie direct sau indirect.

La ora actuală *principiul relativității* este folosit numai la cercetarea *vitezei relative* a unei particule de substanță, raportată la un sistem de referințe neinerțial.

Viteza relativă fiind o mărime de natură vectorială, ea se prezintă spectaculos ochiului, ceea ce a atras atenția, că se aplică *principiul relativității*, fără să se țină seama, că un astfel de principiu, se aplică nu numai la viteze, ci la toate mărimile care se manifestă în fenomen.

Fiecare piesă din instrumentul matematic, considerată ca singură, deci detașată de instrument, se comportă ca un *calcul matematic abstract ;* la fel vedem, cum orice piesă detașată de la instrumentul tehnic, se comportă ca o substanță oarecare, deoarece nu se mai găsește sub acea *stare energetică*, sub care acționează instrumentul tehnic, atunci cînd măsoară.

Ca să ne putem da totuși seama, de modul în care privim la ora actuală formulele matematice, folosite în cercetarea unui fenomen, să urmărim exemplul prezentat mai jos.

Cînd cineva te întreabă, cum se exprimă *legea lui Coulomb*, oricine se grăbește să prezinte numai expresia valorii numerice a forței F care acționează asupra sarcinii electrice Q în forma :

$$F = \frac{Q_1 \cdot Q_2}{\varepsilon r^2} \tag{1}$$

în care Q_1, Q_2 reprezintă sarcinile electrice, spre exemplu ambele pozitive, situate pe suprafețele a două sfere metalice, ale căror centre, se găsesc distanțate între ele cu r și situate în mediul dielectric ε.

Atrag atenția, că răspunsul prezentat mai sus, e cu totul formal.

Trebuie menționat că *fenomenologic*, în prezența celor două sarcini electrice : Q_1 și Q_2 constante în timp, se creează o parte din energia electrică, constantă în timp, ca energie de poziție W_{ep} în forma :

$$W_{ep} = \frac{Q_1 \cdot Q_2}{\varepsilon r} \tag{2}$$

E deci firesc să ne întrebăm cum se asigură natura, ca atunci cînd există cele două sarcini electrice distanțate între ele cu r, energia poziționlă, să capete valoarea de mai sus ?

Este deci absolut necesar ca atunci cînd se exprimă legea lui Coulomb în forma (1), să se prezinte și cauza care duce la apariția forței (1) privind fenomenul sub aspect energetic ; ceea ce e complet ignorat în *mecanica teoretică.*

Ținîndu-se seama de *principiul energetic* [3], complet ignorat în mecanica teoretică, cu enunțul : „ Ori de cîte ori există posibilitatea de transpuneri de energii, dintr-o formă într-o altă formă, prin intermediul lucrului mecanic, *acolo acționează forța* care însoțește energia". Iată cauza care duce la apariția forței !

În exemplul luat, forța F[1]) care acționează ca o *forță rezultantă* în centrul sferei metalice, fiind considerată și ca o forță conservativă, ia forma :

$$F = -\bar{v} W_{eP} \tag{3}$$

Așa dar, lucrul mecanic infinitezimal, la o deplasare infinitezimală dl, a centrului sferei metalice, ia forma :

$$dA = (dlF) = -dW_{eP} \tag{4}$$

de unde deducem *principiul energetic* exprimat în forma :

$$dA + dW_{eP} = 0 \tag{5}$$

Pe de altă parte, mai ținînd seama și de *efectul forței* exprimat prin legea lui Newton în forma :

$$F = m\frac{dv}{dt} \tag{6}$$

rezultă apariția energiei cinetice infinitezimale dWc în forma :

$$dA = \left(dl\, m\frac{dv}{dt}\right) = (mvdv) = d\left(\frac{mv^2}{2}\right) = dW_c \tag{7}$$

în care s-a introdus $\frac{dl}{dt} = v$.

Ca urmare relația (5) se transpune în felul următor :

$$dW_c + dW_{eP} = 0 \tag{8}$$

prin care se evidențiază *principiul conservării energiei.*

Din cele dezvoltate mai sus, se poate constata că exprimarea legii lui Coulomb sub aspect fenonemologic, trebuie să cuprindă întreaga semnificație cuprinsă în relațiile (1−8) prin care se scoate în evidență, atît cauza cît și efectul forței, care acționează asupra sarcinii electrice Q.

Exprimarea forței F în forma simplistă din (1) poate fi asemuită, la ora actuală, cu citirea spre exemplu a cuvîntului „merg", în forma : me-e-re-ghe, citind deci numai literele alfabetului cuprinse în acest cuvînt, pe care le echi-

1) Mărimile de natură vectorială se scriu cu litere caligrafice, iar mărimile scalare cu litere de tipar.

valăm cu formula matematică abstractă din (1) ; iar exprimarea cuvîntului „merg" așa cum sîntem obișnuiți să-l citim, corespunde semnificației expresiilor din (1—8). În felul acesta ne putem da seama cît de departe ne găsim de țelul, pe care trebuie să-l atingem !

Să aruncăm puțin atenția, asupra *mărimii de calcul*, care în general, nu e remarcată în mod special.

Să luăm ca exemplu *curentul electric i măsurat în amperi*, care e definit prin sarcina electrtică Q în coulombi, care străbate secțiunea conductorului într-o secundă.

Folosindu-ne de derivata substanțială a unei intregale de volum, din care se deduce *legea continuității*, prin care se înțelege, că *o creștere sau o descreștere a unei mărimi, spre exemplu de natură scalară, cuprinsă în volumul* σ limitat *la suprafața închisă* S, nu poate avea loc, decît, dacă acea mărime intră sau iese din spațiul σ prin suprafața S.

În felul acesta se obține *mărimea, care străbate unitatea de suprafață în unitatea de timp, în formă vectorială*, exprimată spre exemplul în forma :

$$j = n.q.v \tag{9}$$

Prin (9) se reprezintă *densitatea curentului electric* în C/cm^2s sau A/cm^2, considerată ca o *mărime se calcul.*

n reprezintă numărul de electroni liberi din unitatea de volum al firului metalic q sarcina electrică negativă, a unui electron, iar v exprimă viteza electronului sau, mai exact, viteza centrului celor n electorni din unitatea de volum.

Se constată ușor, că densitatea de curent electric j prin expresia ei analitică, cu o structură matematică bine gîndită și bine definită (prin folosirea derivatei substanțiale a unei integrale de volum) posedă dimensiunea de C/cm^2s.

Ca urmare, curentul electric i ca o mărime de calcul, care trebuie să conțină dimensiunea de C/s, se reprezintă în formă integrală prin :

$$i = \int (dsj)$$

Tot în cadrul premizei, se mai introduce următoarea remarcă inportamtă :

Relevăm din capul locului că în expunerea care va urma, nu ne folosim de ansamblul de concepții fundamentale, deduse dintr-o gîndire matematică abstractă, la baza căreia se găsește *teoria mulțimilor* sau *algebra abstractă* din care derivă și algebra logicei [5].

În cadrul unor astfel de teorii există la ora actuală vreo zece paradoxuri, care nu au fost soluționate, ci numai ocolite, prin metode axiomatice convenționale [4].

În expunerea ce urmează ne folosim numai de grupul de postulate introduse de către Huntigton [1], care se comportă ca condiții principale *impuse numai unora* din ansamblul de concepții funcționale abstracte amintite mai sus.

Grupul de postulate introduse de Huntigton stă la baza numai a uneia din algebrele booleene existente [5] *pe care o folosim în lucrarea de față* [*1*], [*9*].

2. Trei cercetări de mărimi geometrice, prin care se evidențiază calculul matematic, ca instrument matematic în manifestarea fenomenului.

În primul exemplu se cere să se măsoare *un arc de cerc*, considerat ca o mărime geometrică (vezi fig. 1)

Ne vom folosi de *o unitate de mărime* pe care nu trebuie să o confundăm cu cifra abstractă 1.

În exemplul luat, nu ne vom folosi de unitatea, spre exemplul, 1 cm, ci *se ia raza cercului arcului dat, ca unitate* de lungime.

Se știe, că în felul acesta *arcul de cerc* se măsoară în radiani; lungimea arcului în radiani devine 2π care corespunde la 360°.

Nu ne oprim aci; cu aceeași unitate de lungime, se măsoară și catetele triunghiului dreptunghic din fig. 1, prin formarea raportului dintre catete și ipotenuză.

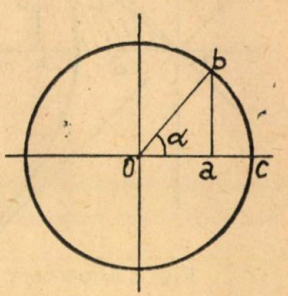


Fig. 1. Măsura unui arc de cerc.

În felul acesta se obține cîte o expresie analitică, cu o structură matematică pentru funcțiile tirgonometrice $\sin\alpha$, $\cos\alpha$.

Totuși, trebuie relevat, că valorile numerice cît mai exacte, ale acestor funcții trigonometrice, pe care le întîlnim în tabele, nu sînt obținute numai din stabilirea raportului de mai sus.

S-a folosit o deosebită invenție filozofică a gîndirii matematice, prin reprezentarea funcției exponențiale e^x în formă de serie.

S-a mai folosit în același timp și *operatorul pentru înmulțire, al lui Euler* [6].

În felul acesta s-a realizat rodul îmbelșugat de valori numerice, ale celor două funcții trigonometrice, care se sprijină pe faptul că *unitatea de lungime fixată, se poate reproduce ori și unde și ori și cînd în mod exact.*

În al doilea exemplu se ia în considerare hiperbola echilaterală din fig. 2. Pentru un punct P de pe hiperbolă, se obține exact abscisa și ordonata acelui punct. În loc să se măsoare abcisa și ordonata cu o unitate de lungime arbitrară, *se consideră segmentul a, de la originea sistemului de coordonate pînă la vîrful hiperbolei echilaterale, ca o unitate de lungime.*

Fie: X_h și Y_h măsurile abcisei și ordonatei, măsurate cu segmentul a ca unitate de lungime. Măsurînd și suprafața hașurată din fig. 2 cu 3^2 ca unitate de suprafață, se obține ca măsură 2φ, în care:

$$2\varphi = \frac{S}{a^2}$$

Prin formarea sumei și a diferenței dintre măsurile abscisei și ordonatei:

$$x_h - y_h = e^{\varphi}$$

$$x_h + y_h = e^{-\varphi}$$

se obţin pentru măsurile abcisei şi ordonatei, cîte o expresie analitică cu o structură matematică a celor două funcţii hiperbolice în formele:

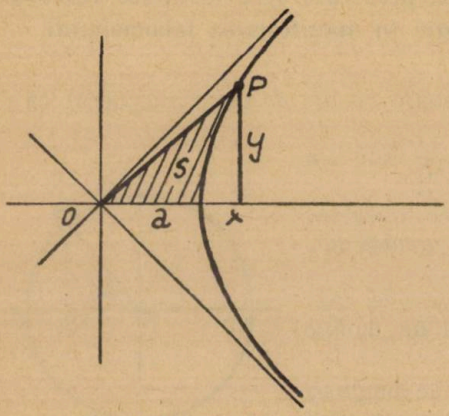


Fig. 2. Hiperbolă echilateră.

$$x_h = \frac{1}{2}(e^{\varphi} + \bar{e}^{\varphi}) = \mathrm{ch}\varphi$$

$$y_h = \frac{1}{2}(e^{\varphi} - \bar{e}^{\varphi}) = \mathrm{sh}\,\varphi$$

Bineînţeles că şi de data aceasta ne folosim de seria în care se dezvoltă funcţia exponenţială e^{φ} pentru a obţine rodul îmbelşugat de valori numerice, *care se sprijină pe unitatea de lungime a şi unitatea de suprafaţă* a^2 *care se pot reproduce ori şi unde şi orişicînd în mod exact.*

În al treilea exemplu se consideră în fig. 3 pe suprafaţa unui pătrat luată ca *unitate*, plasate suprafeţele de cercuri *A*, *B*, *C* care se măsoară cu *unitatea de suprafaţă*, obţinîndu-se valori numerice subunitare.

După cum se vede, în toate trei exemple de cercetare de fenomene, se folosesc *mărimi geometrice* măsurate cu anumite unităţi.

De data aceasta suprafeţele cercurilor A, B, C, plasate pe suprafaţa pătratului luată ca unitate, mai înseamnă, că A, B, C sînt considerate ca elemente ale algebrei booleene, din clasa K.

În locul dezvoltării funcţiei exponenţiale într-o serie, care a permis calcularea atît a funcţiei trigonometrice cît şi a funcţiei hiperbolice, ca expresii analitice încadrate în structuri matematice bine definite, *de data aceasta, elementele A, B, C, vor fi supuse la două noi operaţii: de intersecţie şi de reunire.*

Prin astfel de operaţii se realizează mărimi, cu cîte o expresie analitică şi o structură matematică bine gîndită şi bine definită, denumite funcţii booleene.

3- Algebra booleană

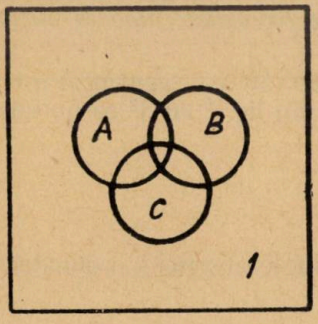


Fig. 3. Elemente ABC din algebra booleeană.

În fig. 4 se consideră elementele *A*, *B*, *C* ale algebrei booleene, ca variabile independente, modelate prin mărimi geometrice, spre exemplu prin suprafeţe de cercuri plasate pe suprafaţa unui pătrat luată ca unitate, ceea ce înseamnă că elementele *A*, *B*, *C* aparţin clasei *K*.

În felul acesta, elementele algebrice booleene, capătă valori numerice, care cresc continuu de la 0 pînă la 1, considerate ca valori limită.

Pe lîngă elementele: *A*, *B*, *C* se mai iau în considerare şi complementele acestora, la suprafaţa pătratului egală cu unitatea.

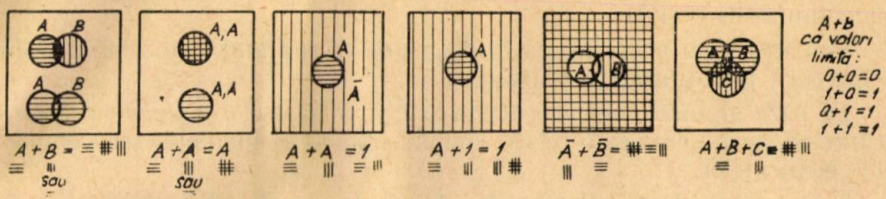


Fig. 4. Exemple de reunire prin modelare geometrică a elementelor *A*, *B*, *C*.

În fig. 4 se reprezintă 6 exemple de reunire a două şi a trei elemente *A*, *B*, *C*.

În fig. 4, stînga se reprezintă reunirea a două elemente *A*, *B*,. Prin haşurarea orizontală a suprafeţei *A* şi haşurarea verticală a suprafeţei *B* se constată că la reunire, apar suprafeţe ocupate de pe pătrat, haşurate orizontal, în carou şi vertical ; la reunire se mai poate haşura numai orizontal întreaga suprafaţă ocupată de cercuri, de pe suprafaţa pătratului.

La reunirea a două elemente identice *A*, apare o suprafaţă haşurată numai în carou ; la reunirea elementului *A* cu complementul său $\overline{A}$ se obţine :

$$A + \overline{A} = 1$$

Cînd reunirea a două elemente *A*, *B*, reprezintă o valoare maximală, egală cu unitatea, înseamnă că unul din elemente, trebuie să exprime complementul celuilalt element.

Spre exemplu elementul *B*, se reprezintă prin complementul elementului *A* în forma $\overline{A}$:

$$A + \overline{A} = 1$$

Ceea ce e important de relevat, constă în faptul că atunci cînd reunirea devine maximală, semnul reunirei + mai capătă semnificaţia şi de adunare. De aceea se recomandă ca semnul reunirei să fie exprimat tot prin semnul +.

Se constată, că atît elementul *A* cît şi complementul său, capătă valori numerice subunitare bine determinate, a căror sumă algebrică e unitatea.

Prin reunirea : $A+1=1$ se înţelege că, suprafaţa pătratului egală cu unitatea e ocupată atît de suprafaţa elementului *A* cît şi de o suprafaţă egală cu 1 ceea ce ne dă ca suprafaţa ocupată de pe pătrat, întreaga suprafaţă a pătratului, egală cu unitatea. De data aceasta semnul reunirei + nu se mai confundă cu semnul plus.

Prin reunirea complementelor :

$$\overline{A} + \overline{B}$$

apar suprafeţe haşurate orizontal, vertical şi în carou.

Totuşi, rămîne nehaşurată partea de intersecţie a celor două cercuri, ca o suprafaţă neacoperită. În fine prin reunirea a trei elemente *A*, *B*, *C* s-a haşurat orizontal suprafaţa ocupată de cercurile *A*, *B* pe suprafaţa pătratului şi s-a haşurat vertical suprafaţa cercului *C*.

La dreapta se reprezintă reunirea elementelor $A+B$ cînd elementele obțin valori limită de 0 și 1.

Valoarea 0 nu poate figura în diagramă ca suprafață ; în schimb valoarea 1 figurează prin suprafața pătratului.

La baza algebrei booleene utilizată aici, se găsesc *6 postulate și 3 definiții.* Se înțelege prin definiție o relație simplă, impusă elementelor sau complementelor elementelor.

Postulatul 1. Dacă elementele A, B fac parte din clasa K, atunci și reunirea $A+B$ face parte tot din clasa K.

Postulatul 2. Dacă elementul A face parte din clasa K, atunci și complementul lui A face parte tot din clasa K.

Postulatul 3. Se aplică regula comutației : $A+B=B+A$.

Postulatul 4. Se aplică regula asociației $A+(B+C)=(A+B)+C$

Postulatul 5. $A+A=A$

Mai rămîne să se prezinte *postulatul 6.*

Se prezintă deocamdată două din cele 3 definiții amintite :

definiția 1 : $A+\bar{A}=1$

definiția 2 : $\overline{A+\bar{A}}=0$

ceea ce ne arată că complementul lui 1 e zero.

În figura 5 se reprezintă exemple de intersecții a două elemente A, B. În fig. 5, în stînga se constată că la intersecție apare *numai o suprafață haşurată în carou.* La intersecție se folosește semnul. (punct).

Prin intersecția a două elemente identice se obține

$$A \cdot A = A$$

și se constată, că intersecția devine egală cu reunirea a două elemente identice $A+A=A$.

Intersecția elementului A cu intersecția lui $\bar{A}$ e nulă, pentru că reunirea $A+\bar{A}=1$ e maximă, egală cu unitatea.

Mai avem intersecția :

$$A \cdot 1 = A$$

pentru că suprafața haşurată în carou e numai suprafața ocupată de elementul A. În dreapta, se reprezintă la intersecția a două elemente A, B, părți din supra-

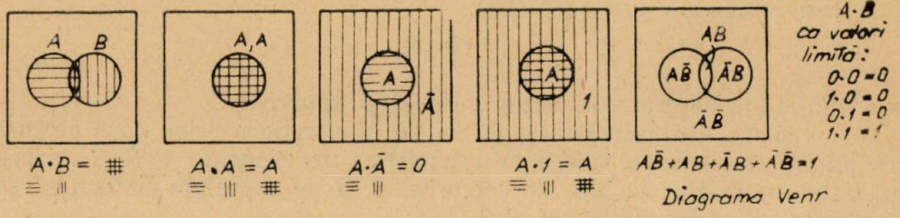


Fig. 5. Exemple de intersecții prin modelarea geometrică a elemenetelor ABC.

feţele cercurilor exprimate prin funcţii booleene stabilite din intersecţii $A \cdot \overline{B}$, $A \cdot B$, $\overline{A} \cdot B$ şi $\overline{A} \cdot \overline{B}$. Ultima $\overline{A} \cdot \overline{B}$ reprezintă partea din suprafaţa pătratului, neocupată de cercuri.

Figura din dreapta, e cunoscută în literatură, ca *diagrama lui Venn* pentru cazul cînd există numai două elemente A, B.

Porţiunile de suprafeţe de cercuri şi porţiunea din suprafaţa pătratului $\overline{A}$, $\overline{B}$ modelează exact prin suprafeţele lor, valorile subunitare ale funcţiilor booleene obţinute prin intersecţie.

Avem:

$$A \cdot \overline{B} + A \cdot B + \overline{A} \cdot B + \overline{A} \cdot \overline{B} = 1$$

ca o reunire maximală egală cu unitatea.

Semnul reunirei se transpune în semnul + iar cele 4 valori numerice subunitare se adună.

În dreapta se reprezintă intersecţia elementelor A, B cînd acestea obţin valori limită de 0 şi 1. Se remarcă uşor că în cazul cînd elementele capătă valori limită de 0 şi 1, punctul care exprimă operaţia de intersecţie, poate fi confundat şi cu semnul înmulţirii.

Se remarcă că atunci cînd nu ne sprijinim pe operaţiile de reunire şi de *intersecţie* ale elementelor, exprimate în formă de suprafeţe de cercuri: A, B situate pe suprafaţa pătratului egală cu unitatea, relaţiile:

$$0 + A = A; \qquad 1 + A = 1$$

devin considerate în literatura de specialitate, *ca proprietăţi ale lui 0 şi 1.*

Din cele de mai sus se vede, cît e de dificil să te poţi folosi de puterea de atracţie a gîndirii matematice *în cercetarea fenomenului*, atunci cînd nu mai există posibilitatea să te sprijini şi pe puterea de convingere prin raţiune, pe baza principiilor şi a legilor naturii, care e oferită în cazul nostru prin existenţa operaţiilor de *reunire* şi de *intersecţie.*

În fig. 6, se reprezintă diferite *funcţii booleene*, obţinute prin intersecţie şi reunire.

Se constată uşor că inhibarea $A \cdot \overline{B}$ (A şi nu B) e *complementul* implicării $\overline{A} + B$ ($\overline{A}$ sau nu $\overline{B}$).

La fel inhibarea $\overline{A} \cdot B$ e *complementul implicării* $A + \overline{B}$. *Ambele implicări* se pot reprezenta într-o formă unică.

$$\overline{A} \oplus B$$

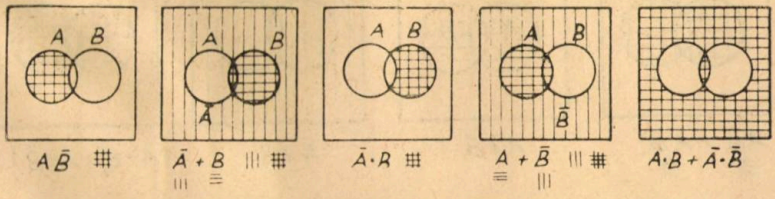


Fig. 6. Exemple de funcţii boalene obţinute prin intersecţii şi reunire.

în care semnul $\oplus$ înseamnă *sau inclusiv*. În fig. 6 dreapta, se reprezintă funcţia booleeană $A \cdot B + \overline{A} \cdot \overline{B}$ în forma :

$$\overline{A \oplus B} = A \cdot B + \overline{A} \cdot \overline{B}$$

În fig. 7 se reprezintă în stînga funcţia booleeană : $A \cdot \overline{B} + \overline{A} \cdot B$ şi se arată cum poate fi transpusă în dreapta în forma : $(A+B) \cdot (\overline{A}+\overline{B})$.

Se constată uşor cum prin intersecţia funcţiei booleene $(A+B)$ şi a funcţiei $(\overline{A}+\overline{B})$ se realizează suprafaţa haşurată în carou pentru $A \cdot \overline{B} + \overline{A} \cdot B$.

De altfel reunirea $\overline{A} \cdot B + A \cdot \overline{B}$ se mai exprimă în forma :

$$A \oplus B = \overline{A} \cdot B + A \cdot \overline{B}$$

care apare ca un complement al funcţiei booleene $\overline{A \oplus B}$ evidenţiată în fig. 6 dreapta.

Se mai formează relaţiile :

$$A \cdot B + \overline{A} \cdot \overline{B} = A \odot B = \overline{A \oplus B}$$

$$\overline{A} \cdot B + A \cdot \overline{B} = \overline{A \odot B} = A \oplus B$$

în care semnul $\odot$ înseamnă coincidenţă şi se constată că avem :

$$A \oplus B = \overline{A \odot B}$$

$$\overline{A \oplus B} = \overline{A \odot B}$$

În fig. 8, stînga se reprezintă intersecţia a trei cercuri A, B, C. Se verifică uşor cele 7 părţi de cercuri prin care se exprimă cele 7 funcţii booleene subunitare obţinute prin intersecţia a 3 cercuri. Ultima funcţie booleeană în forma $\overline{A} \cdot \overline{B} \cdot \overline{C}$ reprezintă partea din pătratul egal cu unitatea care nu-i ocupat de cercuri.

Figura din stînga, în cazul a trei elemente reprezintă diagrama lui Venn.

Se obţine :

$$A \cdot \overline{B} \cdot \overline{C} + A \cdot B \cdot \overline{C} + \overline{A} \cdot B \cdot C + A \cdot \overline{B} \cdot C + \overline{A} \cdot \overline{B} \cdot C + \overline{A} \cdot B \cdot C + A \cdot B \cdot C + \overline{A} \cdot \overline{B} \cdot \overline{C} = 1$$

care ne arată, că reunirea acestor funcţii booleene devine maximală.

Ca urmare, fiecare din aceste funcţii booleene reprezintă valori numerice subunitare bine determinate, aşa că suma lor algebrică e egală cu unitatea .

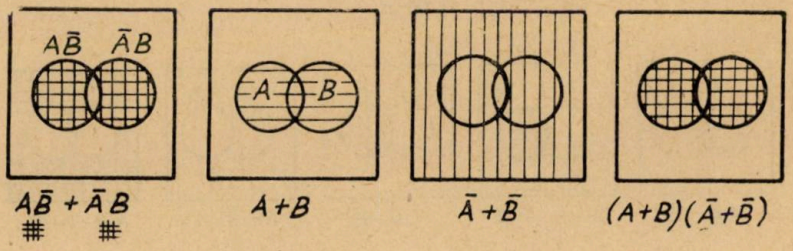


Fig. 7. Verificarea relaţiei : $A\overline{B} + \overline{A}B = (A+B)(\overline{A}+\overline{B})$.

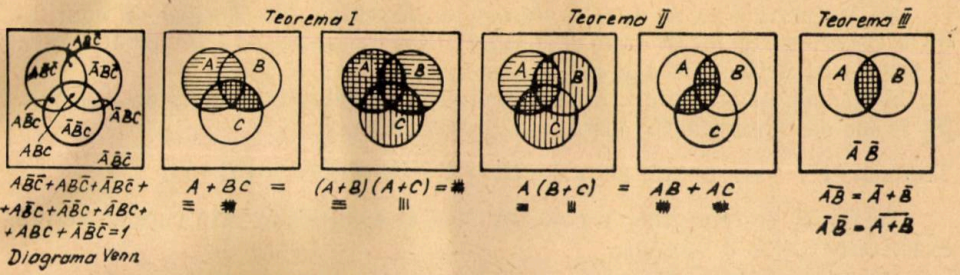


Fig. 8. Diagrama Venn şi trei teoreme.

Se reprezintă în cele ce urmează : *definiţia 3* : $A \cdot B = \overline{\overline{A}+\overline{B}}$

Postulatul 6 e dedus din : $A \cdot \overline{B} + A \cdot B = A$

Se înlocuieşte $A \cdot B$ prin $\overline{\overline{A}+\overline{B}}$ şi se înlocuieşte $A \cdot \overline{B}$ prin $\overline{\overline{A}+B}$ deoarece s-a arătat că *inhibarea* $A \cdot \overline{B}$ este complementul *implicării* : $\overline{A}+B$, astfel că :

$$A = \overline{\overline{A}+B} + \overline{\overline{A}+\overline{B}}$$

reprezintă *postulatul 6.*

Pentru verificarea relaţiilor :

$$A+B+\overline{A} \cdot \overline{B} = 1$$

$$\overline{A}+\overline{B}+A \cdot B = 1$$

se reunesc ambele funcţii booleene formîndu-se relaţia :

$$A+B+\overline{A} \cdot \overline{B}+\overline{A}+\overline{B}+A \cdot B = 1$$

în care avem :

$$A+A \cdot B = A$$

$$\overline{B}+\overline{A} \cdot \overline{B} = \overline{B}$$

ceea ce înseamnă, că rezultă relaţia :

$$A+B+\overline{A}+\overline{B} = 1+1 = 1$$

prin care se verifică exactitatea celor două relaţii de la început.

În continuare se reprezintă 4 teoreme :

În fig. 8 se reprezintă :

Teorema I : $A+B \cdot C = (A+B) \cdot (A+C)$

Teorema II : $A \cdot (B+C) = A \cdot B + A \cdot C$

Teorema III : $\overline{A \cdot B} = \overline{A}+\overline{B}$; $\overline{A \cdot B} = \overline{A+B}$ ((teoremele lui Morgan)

BUDAPESTI MŰSZAKI EGYETEM MŰSZAKI KÖNYVTÁR 1848

Să fie permis să se atragă atenţia, că *teoremele lui Morgan* ca conţinut, nu se deosebesc de loc de forma *definiţiei 3* Aşa dar astfel de teoreme ar fi putut fi privite *ca definiţia 4-a şi definiţia 5-a.*

S-a exagerat prea mult, întroducîndu-se în algebra booleeană în capitolul 5 [5] în loc de teoremele lui Morgan, *legile lui Morgan.*

Teorema IV: $A \cdot B + C \cdot D = (A+C) \cdot (A+D) \cdot (B+C) \cdot (B+D)$

În fig. 8, se reprezintă cei doi termeni ai egalităţilor prin care se verifică exactitatea celor 3 teoreme.

Teorema a IV se dezvoltă în felul următor:

$$A \cdot B + C \cdot D = (A \cdot B) + C \cdot D = ((A \cdot B) + C) \cdot ((A \cdot B) + D) =$$
$$= (C + (A \cdot B)) \cdot (D + (A \cdot B)) =$$
$$= (C+A) \cdot (C+B) \cdot (D+A) \cdot (D+B) =$$
$$= (A+C) \cdot (A+D) \cdot (B+C) \cdot (B+D)$$

Din cele prezentate pînă aici, s-a constatat că în cazul cînd apar două elemente A, B considerate ca independente, se obţin următoarele *16 funcţii booleene*:

$$f = A,\ B,\ \overline{A},\ \overline{B},\ 0,\ 1$$
$$= A \cdot \overline{B},\ \overline{A} \cdot B.\ A \cdot B,\ \overline{A \cdot B} = \overline{A} + \overline{B}$$
$$= A + B,\ \overline{A+B} = \overline{A} \cdot \overline{B}$$
$$= (A+B) \cdot (\overline{A} + \overline{B}) = \overline{A} \cdot B + A \cdot \overline{B}$$
$$= \overline{A} + B,\ A + \overline{B}$$
$$= \overline{A} \cdot \overline{B} + A \cdot B$$

Cînd numărul de variabile n devine:

$n=1$	avem	$f=2^2 = 4$	funcţiuni	$A, \overline{A}, 0, 1$
$n=2$	„	$f=2^4 = 16$	„	A, B .....
$n=3$	„	$f=2^8 = 256$	„	A, B, C ....
$n=4$	„	$f=2^{16} = 65\,536$	„	$A, B, C, D,$ ....

în care $f=2^{2^n}$

În rezumat, se concretizează cele dezvoltate cu privire la algebra booleeană, în felul următor:

Cînd elementele algebrice booleene: A, B, C considerate ca variabile independente, cu valori numerice care cresc continuu de la 0 la 1, devin modelate prin *mărimi geometrice*: spre exemplul prin suprafeţe de cercuri, plasate pe *suprafaţa unui pătrat egală cu unitatea*, ceea ce înseamnă că elementele A, B, C aparţin clasei K şi capătă valori numerice subunitare rezultă, că algebra booleeană prin operaţiile de reunire şi de intersecţie se comportă *ca un instrument matematic în manifestarea fenomenului.*

Într-adevăr, prin efectuarea operațiilor de intersecție și de reunire asupra elementelor și asupra complementelor *acestor elemente, se confecționează noi mărimi geometrice* fiecare posedînd anumite expresii analitice cu cîte o structură matematică, bine gîndită și bine definită, denumite funcțiuni booleene.

Concomitent cu algebra booleeană ca *instrument matematic, acționează și calculul matematic obișnuit*, tot ca un *instrument matematic* cu cele 4 operații aritmetice, la măsurarea elementelor, a complementelor acestor elemente, precum și a funcțiilor booleene, obținîndu-se pentru fiecare din ele, *valori numerice subunitare bine determinate* și aceasta numai datorită faptului, *că unitatea de suprafață poate fi reprodusă experimental orișiunde și orișicînd în mod exact.*

Iată cum poate acționa, concomitent, două instrumente matematice în manifestarea fenomenului, fără ca ele să se conturbe una pe cealaltă; ba din contră, ele se completează în acțiunile lor.

Numai în felul acesta, poate fi convins cercetătorul, de contribuția algebrei booleene ca *instrument matematic*, alături de contribuția calculului matematic obișnuit, ca *instrument matematic* în manifestarea fenomenului.

S-a arătat, că prin efectuarea operației de intersecție, asupra a două elemente A, B considerate ca variabile independente, cu valori numerice care cresc continuu de la 0 la 1, se realizează în general o mărime cu o valoare numerică mai mică decît la reunirea acelor elemente și poate deveni egală cu valoarea numerică a reunirei, cînd cele două elemente devin identice; de data aceasta se obține:

$$A + A = A$$

$$A \cdot A = A$$

Pe de altă parte, s-a mai arătat, că reunirea a două elemente A, B considerate ca independente, cu valori numerice care cresc continuu de la 0 la 1 poate deveni maximală, egală cu 1, numai atunci cînd unul din elemente e complementul celuilalt element.

În cazul:

$$A + B = 1$$

cînd spre exemplu avem: $B = \overline{A}$, se obține rezultatul:

$$A + \overline{A} = 1$$

iar semnul reunirei mai capătă semnificația de semn al adunării.

În fine, cînd cu cele două elemente, A, B considerate ca variabile independente, cu valori numerice care cresc continuu de la 0 la 1 se formează prin intersecție, patru funcții booleene care ne conduc la relația:

$$A \cdot \overline{B} + A \cdot B + \overline{A} \cdot B + \overline{A} \cdot \overline{B} = 1$$

rezultă că reunirea e maximală.

Cînd reunirea este maximală, semnul reunirei capătă și semnificația semnului adunării, astfel că realmente cele 4 valori numerice subunitare bine determinate prin însumarea lor algebrică ne dau valoarea 1. Iată de ce se recomandă ca semnul reunirei să fie exprimat prin semnul plus.

Ca un corolar asupra celor prezentate pînă aici, *se va controla exactitatea funcțiilor booleene în comparație cu tensiunile de borne interioară și exterioară de la elementul galvanic; în care una din ele poate fi considerată ca complementul celeilalte*'

Ținîndu-se seama de exprimarea reunirei a două elemente A, B considerate ca variabile independente, în legătură cu funcțiile booleene stabilite prin intersecție, în forma :

$$A+B=A\cdot\overline{B}+A\cdot B+\overline{A}\cdot B$$

și admițînd că reunirea devine maximală, în care caz rezultă că intersecția devine nulă, se obține :

$$A+B=1=A+\overline{A}=A\cdot A+A\cdot\overline{A}+\overline{A}\cdot\overline{A}=A+0+\overline{A}$$

în care s-a introdus : $B=\overline{A}$; de unde rezultă :

$$A\cdot B=0$$

Se urmăresc la elementul galvanic Daniel cele două tensiuni de borne: interioară U_{bi} *și exterioară* U_b, *în formele:*

$$U_{bi}=ir_i=\frac{Ui}{r+r_i}r_i=(V_{izn}-V'_{icu})+(V_{icu}-V_{vcu})$$

$$U_b=ir=\frac{Ui}{r+r_i}r=(V_{icu}-V'_{izn})+(V_{vcu}-V_{vzn})$$

în care *potențialele electrocinetice* care se formează, prin variația bruscă a potențialelor, la suprafețele de separație între electrod și electrolit, devin în mersul în gol al elementului :

$$V_{cu}=V_{icu}+V_{vcu} \qquad V_{zn}=V_{izn}+V_{vzn}$$

$$V'_{cu}=V'_{icu}+V_{vcu} \qquad V'_{zn}=V_{zn}+V_{vzn}$$

în care V_{vcu} și V_{vzn} reprezintă potențiale electrocinetice ajutătoare.

Ca urmare tensiunea electromotoare U_i a elementului ia forma :

$$U_i=(V_{cu}-V'_{cu})+(V_{zn}-V'_{zn})=(V_{icu})-V'_{icu})+(V_{izn}-V'_{izn})$$

Diferențele de potențiale electrocinetice ajutătoare devin nule ; avem :

$$V_{vcu}-V_{vcu}=0\,;\quad V_{vzn}-V_{vzn}=0$$

La elementul galvanic Daniel apare :

$$U_{bi}+U_b=(V_{izu}-V'_{icu})+(V_{icu}-V'_{izn})=U_i$$

ceea ce înseamnă că U_i față de U apare ca un complement.

În mersul în gol al elementului, apare pentru $r=\infty$; $i=0$

$U_{bi}=0$ și $U_b=U_i$, astfel că :

$$U_b=U_i=(V_{icu}-V'_{izn})+(V_{izn}-V'_{icu})$$

în care avem :

$$V_{vcu}-V_{vzn}=V_{izn}-V'_{icu}$$

dedusă din expresia lui U_i.
Din :

$$U_{bi}=0=(V_{izn}-V_{cu})+(V_{vzn}-V_{vcu})$$

rezultă că într-adevăr avem :

$$V_{vzn}-V_{vcu}=-(V_{vcu}-V_{vzn})=V'_{icu}-V_{izn}$$

care duc la apariția $U_{bi}=0$

Din cele de mai sus se constată, că atunci cînd U_b devine maxim, U_{bi} trebuie să devină nulă, dat fiindcă unitatea diferenței de potențial se poate reproduce orișiunde și orișicînd în mod exact. La reunirea funcțiilor booleene, cînd ea devine maximă, egală cu unitatea, se știe că semnul reunirei mai înseamnă și semnul adunării ; funcția booleană prin intersecție devine nulă, pentru că unitatea cu care se măsoară suprafețele se poate reproduce orișiunde și orișicînd în mod exact.

Pînă acum s-a considerat cazul cînd, elementele A, B, C erau considerate ca variabile independente, cu valori numerice care cresc continuu de la o pînă la 1.

De acum înainte, se va considera cazul *cînd elementele A, B, C sînt considerate ca variabile independente ; însă obțin numai valori limită de la 0 și 1, considerate ca o boolean și 1 boolean în cadrul algebrei booleene. Se constată că complementul* unui element, spre exemplu complementul lui A exprimat prin $\overline{A}$ obține o valoare limită, opusă valorii limită a elementului $\hat{A}$.

Datorită acestui fapt, se va considera în viitor *complementul exprimat sub denumirea de negație.*

Prin negație nu se înțelege „nu" ci numai contrariu.

Pe de altă parte și funcțiile booleene stabilite prin intersecție, capătă valori limită de 0 sau 1.

Spre exemplu, dacă în relația

$$A\cdot\overline{B}+A\cdot B+\overline{A}\cdot B+\overline{A}\cdot\overline{B}=1$$

în care apare reunirea celor 4 funcții booleene stabilite prin intersecții, primul termen $A\cdot\overline{B}$ devine egal cu unitatea, aceasta este posibil numai atunci cînd și A și $\overline{B}$ devin egale cu unitatea, deoarece numai 1 intersectat de 1 ne va da tot 1.

Iată cum semnul intersecției : punctul, mai capătă semnificația de conjuncție „și", atunci cînd elementele capătă valori limită de 0 și 1.

Cînd $A=1$ și $\overline{B}=1$ înseamnă că avem $\overline{A}=0$ și $B=0$. Ca urmare ceilalți trei termeni în reunirea de mai sus, devin nuli.

De altfel prin aceasta se verifică că semnul reunirei a căpătat și semnificația disjuncției „sau".

Avem : sau $A \cdot \overline{B}=1$ sau $A \cdot B=1$ sau $\overline{A} \cdot B=1$ sau $\overline{A} \cdot \overline{B}=1$.

Se introduce spre exemplu :

$$A \cdot \overline{B}=P_2=1$$

ca o funcție booleeană canonică de tipul P. Se introduc două tabele : prima tabelă, pentru cazul cînd există numai două elemente variabile, iar a doua tabelă, cînd există 3 elemente ca variabile independente.

Tabelul I

Gruparea inițială			P, S funcții booleene în forma canonică	
A	C	(n)	P	S
0	0	0	$P_0=\overline{A}\ \overline{B}=1$	$S_0=A+B=0$
0	1	1	$P_1=\overline{A}\ B=1$	$S_1=A+\overline{B}=0$
1	0	2	$P_2=A\ \overline{B}=1$	$S_2=\overline{A}+B=0$
1	1	3	$P_3=A\ B=1$	$S_3=\overline{A}+\overline{B}=0$

Tabelul II

A	B	C	(n)	P	S
0	0	0	0	$P_0=\overline{A}\overline{B}\overline{C}=1$	$S_0=A+B+C=0$
0	0	1	1	$P_1=\overline{A}\overline{B}C=1$	$S_1=A+B+\overline{C}=0$
0	1	0	2	$P_2=\overline{A}B\overline{C}=1$	$S_2=A+\overline{B}+C=0$
0	1	1	3	$P_3=\overline{A}BC=1$	$S_3=A+\overline{B}+\overline{C}=0$
1	0	0	4	$P_4=A\overline{B}\overline{C}=1$	$S_4=\overline{A}+B+C=0$
1	0	1	5	$P_5=A\overline{B}C=1$	$S_5=\overline{A}+B+\overline{C}=0$
1	1	0	6	$P_6=AB\overline{C}=1$	$S_6=\overline{A}+\overline{B}+C=0$
1	1	1	7	$P_7=ABC=1$	$S_7=\overline{A}+\overline{B}+\overline{C}=0$

Simbolurilor : A, B din prima tabelă, cît și simbolurilor : A, B, C din a doua tabelă, li se pot atribui trei semnificații.

Se consideră simbolurile ca *o grupare inițială* cu cîte două valori limită de 0 și 1 sau ca o *grupare inițială* cu cîte 3 valori limită de 0 și 1.

În prima tabelă se pot forma 4 grupări inițiale, iar în a doua tabelă există 8 grupări inițiale.

Simbolurile : A, B sau A, B, C cu valorile limită de 0 și 1 pot fi considerate ca *numere binare.* În tabelele I și II se exprimă prin (n) *numărul binar atașat grupării inițiale.*

În fine, admițînd că există între simbolurile A, B, C semnul intersecției, ele reprezintă funcții booleene canonice de tipul $P=1$ care sînt menționate în tabelele I și II.

Simbolul P poartă ca indice numărul binar atașat grupării inițiale.

Dat fiindcă înhibarea : $A \cdot \overline{B}$, e complementul implicării $\overline{A}+B$ în fig. 6, înseamnă, că în tabelele I și II alături de funcțiile booleene canonice de tipul $P=1$ se mai găsesc și funcțiile booleene canonice de tipul $S=0$, complemente la primele funcțiuni.

BIBLIOGRAFIE

1. *Yaohan Chu* Bazele proiectării calculatoarelor numerice Editura Tehnică București 1968
2. *Pelegrin M*, Calculatoare anologice și numerice. Aplicații în automatizări. Editura Tehnică 1966
3. *Andronescu Pl*, Arhiva pentru principiile și legile naturii. Rev. Progresele științei 5 nr. 3 1969.
4. *Dumitriu A*, Soluția paradoxelelor logico-matematice. Editura științifică București 1966.
5. *Rudeanu S*, Axionele laticelor și ale algebrelor booleene Editura Acad. R.P.R. 1963.
6. *Andronescu Pl*, Semnificația principală a versorului. Revista Electrotehnica nr. 12 1968.
7. *Moisil Gr.C*, Logica știință aplcată. De la filozofie la inginerie Revista Progreselor științei 1 nr. 1, 1965.
8. *Moisil Gr.C*, Teoria algebricăa mecanismelor automate București, Editura Tehnică, 1959.
9. *Popovici C-tin P*, Viața și opera lui George Boole. Revista Progresele științei 1, nr. 1 1965.

DIE BOOLEEANISCHE ALGEBRA ALS MATHEMATISCHES INSTRUMENT ZUR ERLENTERUNG DES PHÄNOMENS.

– ZUSAMMENFASSUNG –

Im numerischen Computer, gleichzeitig mit dem Erscheinen des elektrokinetischen Phanomens in trasitorischen Regim, verwirklicht sich auch die Summe zweier binarer Zahlen, die man als Werwendung der booleeanischen Algebra als mathematisches Instrument in der Erlenterung eines Phanomens in einem elektrischen Stromkreis mit dioden erklaren kann.

БУЛЕВА АЛГЕБРА — МАТЕМАТИЧЕСКИЙ ИНСТРУМЕНТ В ПРОЯВЛЕНИИ ЯВЛЕНИЯ

РЕЗЮМЕ

ЧАСТЬ I.

В электронной цифровой машине совместно с проявлением электрокинетического явления в переходном режиме выполняется суммирование двух чисел в двоичной системе, что объясняется булевой алгеброй — математическим инструментом в проявлении явлений имеющих место в электрических цепях.

STUDIUL REGISTRULUI DE DEPLASARE MONOTACT CU FERITE ŞI DIODE ÎNTR-UN CAZ PARTICULAR

DE

I. POPA

În vederea calculului de dimensionare la registrele de deplasare monotact cu ferite şi diode, în literatură [1], [2], se ia în considerare cazul în care pe toate miezurile este înscrisă cifra binară „1" (toate miezurile se află în starea de remanenţă magnetică $+B_r$). În această situaţie în înfăşurările buclelor de transfer apar impulsuri de curent cu cea mai mare amplitudine şi deci timpii de comutare ai miezurilor sînt mari, respectiv derivata inducţiei în miezuri $\frac{dB}{dt}$ este mică, ceea ce face ca în final condensatorul din bucla de transfer să se încarce cu o tensiune mică. Valoarea tensiunii cu care rămîne încărcat condesatorul este hotărîtoare pentru funcţionarea registrului, dat fiind faptul că după încetarea acţiunii impulsului de tact, curentul de descărcare al condensatorului trebuie să asigure readucerea miezurilor în starea „1".

Dacă se iau trei miezuri vecine $n-1$, n, $n+1$ (fig. 1), stările iniţiale posibile în care se află miezurile în momentul aplicării impulsului de tact, pot apare conform tabelului de mai jos:

Stări iniţiale	$n-1$	n	$n+1$
1	0	1	1
2	1	0	1
3	1	1	0
4	0	0	1
5	1	0	0
6	0	1	0
7	1	1	1

În starea 7, pentru miezul n, curenţii demagnetizanţi din înfăşurările N_2 şi N_1 (fig. 1) corespund tensiunilor electromotoare rezultante $u_{e2}+u_{e1}$ pentru bucla a şi respectiv $u'_{e2}+u'_{e1}$ pentru bucla b. În starea 6, tensiunile electromotoare rezultante în buclele a şi b se reduc la u_{e2} şi u'_{e1}, ceea ce face ca miezul n

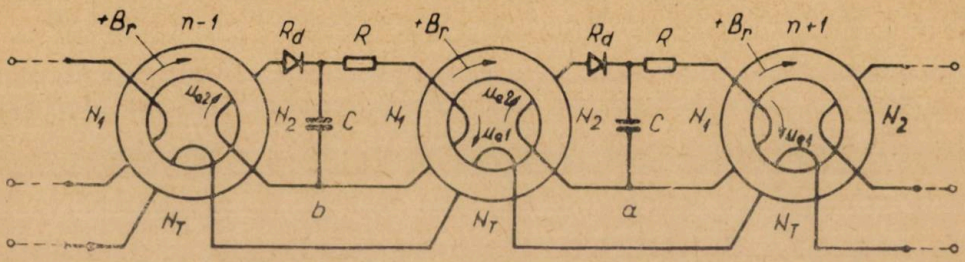


Fig. 1.

să comute cel mai rapid, respectiv tensiunile cu care se încarcă condensatoarele să fie maxime. În cazurile 1—6, tensiunile pe condensatoare sînt intermediare între valoarea minimă din cazul 7 și cea maximă din cazul 6.

Lucrarea de față își propune să analizeze comutarea miezului n în cazul cînd timpul de comutare este minim posibil, τ_6 (corespunzător stării inițiale 6), care furnizează date suplimentare privind funcționarea registrului.

Dacă miezul n se află înainte de aplicarea impulsului de tact i_T, în starea „1", iar miezurile $n-1$ și $n+1$ în starea „0", modelul de calcul pentru fenomenele de comutare este cel din fig. 2.

Pentru a asigura funcționarea registrului pentru oricare din stările inițiale posibile este necesar ca durata impulsului de tact τ_i, să fie mai mare sau cel puțin egală cu timpul de comutare maxim posibil τ_7 (cazul 7, pentru care se face de regulă proiectarea).

Ținînd însă cont că în cazul 6, timpul de comutare al miezului n este $\tau_6 < \tau_7$, iar $\tau_i \geqslant \tau_7$ este necesar să se verifice următoarele două condiții :

a. Condensatorul din stînga (fig. 2) să se descarce complet în intervalul de timp $\tau_i - \tau_6$ astfel încît în momentul încetării acțiunii impulsului de tact, amperspirele $i'_2 N_2$ de la miezul $n-1$ să fie nule.

b. La încetarea acțiunii impulsului de tact, tensiunea u_c (τ_i) existentă în acel moment pe condensatorul din dreapta (fig. 2) să fie cel puțin egală cu tensiunea minimă necesară, determinată în cazul 7, pentru comutarea miezului $n+1$.

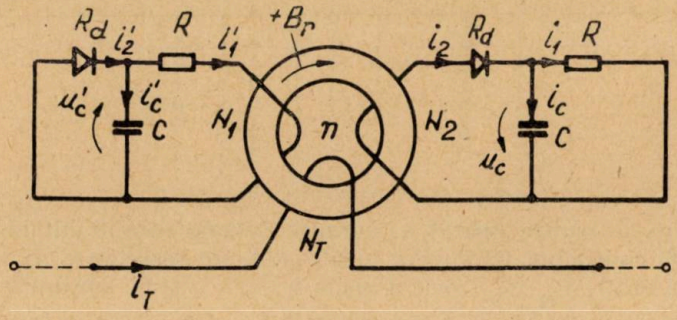


Fig. 2.

În literatură este neglijată analiza acestor condiții suplimentare de funcționare, ce se impun a fi verificate.

1. Stabilirea ecuațiilor diferențiale

Pentru calculul circuitului din fig. 2, dat fiind faptul că excitarea miezului n are loc sub acțiunea unui impuls dreptunghiular de curent i_T de amplitudine și durată cunoscute, pe lîngă teoremele lui Kirchhoff, sistemul de ecuații diferențiale conține și ecuația de remagnetizare prezentată în [3] și [4].

Ecuația de remagnetizare este o ecuație diferențială neliniară pentru funcția $B(t)$, care în cazul circuitului din fig. 2 este de forma :

$$\frac{dB}{dt} = r_m(1 - B^2/B_s^2)\left(\frac{i_T N_T}{l} - H_0 + \frac{i_2 N_2}{l} + \frac{i_1' N_1}{l}\right) \tag{1}$$

unde :

B – reprezintă inducția în miezul n la un moment dat,

$i_T<0$ – amplitudinea impulsului dreptunghiular de curent cu care se alimentează înfășurarea de tact N_T,

B_s – este inducția de saturație a miezului de ferită cu ciclul de histerezis rectangular ; se consideră ciclul histerezis rectangular cînd raportul

$$\alpha = \frac{B_r}{B_c} \cong 0{,}9,$$

r_m – un parametru de regim dinamic al miezului de ferită, denumit rezistență dinamică maximă [3], [4],

$H_0<$ o este un alt parametru ce definește comportarea miezului de ferită, la remagnetizarea în impuls, denumit cîmp magnetic prag [3], [4] ; comutarea miezului n este posibilă numai dacă cîmpul magnetic rezultant în miez are valoarea absolută mai mare decît cea a cîmpului prag H_0, propriu miezului :

$$\left|\frac{i_T N_T}{l} + \frac{i_2 N_2}{l} + \frac{i_1' N_1}{l}\right| > |H_0|$$

l – este lungimea medie a torului de ferită, pentru care secțiunea transversală este un dreptunghi de arie A.

Cu ajutorul teoremelor lui Kirchhoff, pentru determinarea celor 6 curenți din fig. 2 se deduc 6 ecuații ce conțin și funcția necunoscută $B(t)$ din ecuația de remagnetizare (1) :

$$-AN_1\frac{dB}{dt} = i_1' R + i_2' R_d \tag{2}$$

$$-AN_2\frac{dB}{dt} = i_2 R_d + i_1 R \tag{3}$$

$$u_c' = \frac{1}{C}\int i_c' dt = -AN_1\frac{dB}{dt} - \sqrt{i_1' R} \tag{4}$$

$$u_c = \frac{1}{C}\int i_c dt = -AN_2\frac{dB}{dt} - i_2 R_d \tag{5}$$

$$i_2 = i_c + i_1 \tag{6}$$

$$i_1' = i_c' + i_2' \tag{7}$$

Pentru ecuațiile (1) – (7), condițiile inițiale sînt :

$$t=0\,; \quad B=+B_r\,; \quad u_c=0\,; \quad u'_c=0\,;$$

$$t=\tau; \quad B=-B_r\,; \quad u_c=u_c(\tau)\,; \quad u'_c=u'_c(\tau) \tag{8}$$

Rezolvarea sistemului de ecuații diferențiale neliniare (1)–(7) constituie o problemă deosebit de complicată. Totuși în ceea ce privește registrul de deplasare, interesează mărimile τ, $u_c(\tau)$ și $u'_c(\tau)$, care se pot determina fără a deduce inducția magnetică și curenții ca funcții de timp.

2. **Calculul timpului τ și al tensiunii $u_c(\tau)$.**

Cu ajutorul ecuațiilor (4) și (5) și al condițiilor inițiale (8) se poate stabili o relație de legătură între tensiunile $u'_c(\tau)$ și $u_c(\tau)$.

Astfel eliminînd $\frac{dB}{dt}$ din ecuațiile (4) și (5) rezultă relația:

$$u'_c(t)N_2+i'_1RN_2=u_c(t)N_1+i_2N_1R_d \tag{9}$$

care pentru $t=\tau$, $i'_1(\tau)=0$, $i_2(\tau)=0$, conduce la :

$$u'_c(\tau)=u_c(\tau)\,\frac{N_1}{N_2}\,. \tag{10}$$

În cele ce urmează se caută stabilirea a încă două relații în care să apară necunoscutele τ și $u_c(\tau)$, $u'_c(\tau)$.

Prin substituirea curenților i_1 și i'_2 din (6) și respectiv (7), în (3) și respectiv (2), se obține cîmpul magnetic în miezul n dat de curenții de sarcină în forma :

$$\frac{i_2N_2}{l}+\frac{i'_1N_1}{l}=-\frac{AN_1^2}{l(R+R_d)}\frac{dB}{dt}+i'_c\frac{R_dN_1}{l(R+R_d)}-\frac{AN_2^2}{l(R+R_d)}\frac{dB}{dt}+i_c\frac{N_2R}{l(R+R_d)} \tag{11}$$

Introducînd cîmpul demagnetizant din (11) în (1), rezultă ecuația :

$$\frac{1}{rm(1-B^2/B_s^2)}\cdot\frac{dB}{dt}=\frac{i_TN_T}{l}-H_0-\frac{dB}{dt}\frac{AN_1^2+AN_2^2}{l(R+R_d)}+i'_c\frac{R_dN_1}{l(R+R_d)}+i_c\frac{N_2R}{l(R+R_d)}. \tag{12}$$

Dacă ecuația (12) se integrează în raport cu timpul în limitele $t=0$ și $t=t$ și se ține seama de condițiile inițiale (8), rezultă :

$$\frac{B_s}{r_m}\operatorname{Argth}\frac{B}{B_s}-\frac{B_s}{r_m}\operatorname{Argth}\frac{B_r}{B_s}=H^xt-\frac{AN_1^2+AN_2^2}{l(R+R_d)}(B-B_r)-$$

$$-C\cdot u'_c(t)\cdot\frac{N_1R_d}{l(R+R_d)}+C\cdot u_c(t)\,\frac{N_2R}{l(R+R_d)} \tag{13}$$

în care s-a notat: $\frac{i_TN_T}{l}-H_0=H^x$.

Făcînd $t=\tau$ și respectiv $B=-B_r$ în (13) rezultă o ecuație algebrică cu trei necunoscute τ, $u_c(\tau)$ și $u'_c(\tau)$ de forma:

$$-\frac{2B_s}{r_m}\operatorname{Argth}\frac{B_r}{B_s}=H^x\tau+\frac{AN_1^2+AN_2^2}{l(R+Ra)}2B_r+Cu'_c(\tau)\frac{N_1Ra}{l(R+Ra)}+$$

$$+Cu_c(\tau)\frac{N_2R}{l(R+Ra)} \tag{14}$$

în care, $\frac{2B_s}{r_m}\operatorname{Argth}\frac{B_r}{B_s}=S_w$, reprezintă constanta de comutare (parametru dinamic cunoscut pentru un miez dat [4]).

Pentru deducerea celei de a treia ecuații algebrice, necesară, este util să se țină seama de aproximația dată în [4], potrivit căreia funcția $B(t)$ este aproximativ simetrică în raport cu $\frac{\tau}{2}$, respectiv:

$$\int_0^\tau B(t)\mathrm{d}t0,\cong$$

$$\int_0^\tau \operatorname{Argth}\frac{B}{B_s}\cong 0. \tag{15}$$

În baza aproximației (15), prin integrarea relației (13) în raport cu timpul în limitele $t=0$ și $t=\tau$, se obține expresia:

$$-\frac{S_w}{2}\tau=H^x\frac{\tau}{2}+\frac{AN_1^2+AN_2^2}{l(R+Ra)}B_r\tau+\frac{CN_1Ra}{l(R+Ra)}\int_0^\tau u'_c(t)\mathrm{d}t+\frac{CN_2R}{l(R+Ra)}$$

$$\int_0^\tau u_c(t)\mathrm{d}t, \tag{16}$$

care prin comparație cu ecuația (14), conduce la egalitatea:

$$N_1R_d\int_0^\tau u'_c(t)dt+N_2R\int_0^\tau u_c(t)dt=[N_1R_du'_c(\tau)+N_2Ru_c(\tau)]\frac{\tau}{2} \tag{17}$$

În continuare prin eliminarea curenților i'_1 și i_2 din ecuațiile (1), (4) și (5) se deduce relația:

$$-\frac{u'_c(t)N_1}{lR}\frac{N_2u_c(t)}{lRa}-\frac{AN_1^2}{Rl}\frac{dB}{dt}-\frac{AN_2^2}{lRa}\frac{dB}{dt}=\frac{dB}{dt}\frac{1}{r_m(1-B^2/B_s^2)}+(-H^x), \tag{18}$$

care integrată în limitele $t=0$ și $t=\tau$, devine:

$$=\frac{N_1Ra\cdot\int_0^\tau u'_c(t)dt+N_2R\cdot\int_0^\tau u_c(t)dt}{lR\cdot Ra}=-S_w+(-H^x)\tau-\frac{N_1^2Ra+N_2^2R}{lRR_r}A2B_r \tag{19}$$

Cu ajutorul relațiilor (17) și (19) se obține cea de a treia ecuație pentru necunoscutele τ, $u_c(\tau)$ și $u'_c(\tau)$:

$$-\frac{N_1R_d\cdot u'_c(\tau)+N_2R\cdot u_c(\tau)}{lR\cdot R_d}\cdot\frac{\tau}{2}=-S_w+(-H^x)\tau-\frac{N_1^2R_d+N_2^2R}{lRR_d}A2B_r\,. \tag{20}$$

În sfîrșit prin eliminarea necunoscutelor τ și $u'_c(\tau)$ din ecuațiile (10), (14) și (20) se deduce o ecuație algebrică de gradul doi pentru $u_c(\tau)$ de forma :

$$u_c^2(\tau)CRN_2(\zeta^2\cdot R/R_d+1)+u_c(\tau)[2CRR_d(-H^x)l,+A2B_rN_2^2(\zeta^2\cdot R^2/R_d^2+1)+$$

$$+S_wl\cdot(R+R_d)]-4AB_rN_2R(-H^x)l\frac{\zeta^2+1}{\zeta^2R/R_d+1}=0, \tag{21}$$

în care s-a introdus notația $N_1=\zeta N_2R/R_d$, (22)

cu factorul numeric :

$$\zeta>0. \tag{23}$$

Ecuația (21) cu discriminant pozitiv, are o singură soluție posibilă :

$$u_c(\tau)=\frac{P}{2CRN_2(\zeta^2R/R_d+1}\left(\sqrt{1+\frac{16AB_rN_2^2R^2C(-H^x)l\zeta^2+1}{P^2}}-1\right) \tag{24}$$

în care pentru simplificarea scrierii s-a introdus notația :

$$S_wl(R+R_d)+2CR(-H^x)lR_d+A2B_rN_2^2(\zeta^2R^2/R_d^2+1)=P. \tag{25}$$

Înlocuind $u_c(\tau)$ din (24) și $u'_c(\tau)$ din (10) în (14), se deduce o relație de calcul pentru timpul de comutare τ, în forma :

$$\tau=\frac{S_w}{(-H^x)}+\frac{A2B_{r2}^2(\zeta^2R^2/R_d^2+1)}{(-H^x)l(R+R_d)}+\left(\frac{S_w}{2(-H^x)}+\right.$$

$$\left.+\frac{A2B_rN_2^2(\zeta^2R^2/R_d^2+1}{2(-H^x)\,l(R+R_d)}+\frac{CRR_d}{R+R_d}\right)\left(\sqrt{1+\frac{16AB_rN_2^2R^2C(-H^x)l\,(\zeta^2+1)}{P^2}}-1\right) \tag{26}$$

3. Stabilirea condițiilor de funcționare stabilă a registrului.

Presupunem că din analiza funcționării registrului în cazul în care toate miezurile se află în starea „1", s-au determinat durata impulsului τ_i și tensiunea minim necesară de încărcare a condensatorului $u_c^x(\tau)$.

În momentul în care miezul n din fig. 2 și-a încheiat comutarea ($t=\tau<\tau_i$), se constată ușor că intervalul $\tau_i-\tau$ cele două condensatoare se descarcă, tensiunile lor avînd următoarele legi de variație în timp :

$$u'_c(t)=u'_c(\tau)e^{-(t-\tau)/T'} \tag{27}$$

$$u_c(t)=u_c(\tau)\,e^{-(t-\tau)T} \tag{28}$$

unde

$$T=CR, \tag{29}$$

$$T' = C\frac{RR_d}{R+R_d} = \frac{T}{1+R/R_d}. \tag{30}$$

Pentru ca funcționarea registrului să fie asigurată și în cazul analizat în prezenta lucrare, este necesar ca tensiunea disponibilă pe condensatorul din dreapta (fig. 2), în momentul $t=\tau_i$ să fie:

$$u_c(\tau_i)=u_c(\tau)\, e^{-(\tau_i-\tau)/T} \geqslant u_c^x(\tau), \tag{31}$$

ceea ce presupune o constantă de timp $T=CR$ suficient de mare. În caz contrar tensiunea $u_c(\tau_i)$ poate obține valori mai mici decît tensiunea minim admisă $u_c^x(\tau)$ și miezul $n+1$ va fi trecut din starea $-B_r$, într-o stare de perturbare $-B_r<B<B_r$ și după cîteva cicluri informația introdusă în registru se pierde, datorită valorilor mici ale tensiunilor induse în înfășurările N_2 ale miezurilor. Se spune în acest caz că funcționarea registrului este instabilă.

Pe de altă parte pentru ca în momentul $t=\tau_i$, tensiunea $u'_c(t)$ din (27) să fie practic nulă, este necesar să se asigure constanta T' suficient de mică în raport cu T, respectiv

$$R>R_d. \tag{32}$$

Constanta de timp CR, are valoarea impusă de condițiile de comutare ale miezului $n+1$ prin descărcarea condensatorului, după încetarea acțiunii impulsului de tact [3], deci relația (31) servește la o verificare a funcționării, după proiectare.

Relația (32) poate fi însă utilizată direct în proiectarea registrului.

BIBLIOGRAFIE

1. *Segal A*, „Proiectarea registrelor de deplasare cu inele magnetice" — Automatica și Electronica — București — România — 1961 — V.5. — Nr. 4.
2. *Sorîkin A.P*, *Magnitnîie elementî vicislitelnih maşin* Moescova — URSS — 1965 — Vîşaia şcola — pp. 92—108.
3. *Popa I*, „Contribuții la studiul registrelor de deplasare monotact cu ferite". Bul. științific și tehnic al IPT, Timișoara — Romania — 1970 — t 15 (29) fascicola 1 — pp. 17—27.
4. *Popa I*, și *Bogoevici N*, Cu privire la calculul circuitelor electrice care conțin miezuri magnetice cu ciclul de histerezis dreptunghiular excitate cu impulsuri de curent" Electrotehnica — București — România — 1971 — Nr. 3 — pp. 82—87.

ИССЛЕДОВАНИЕ ОДНОТАКТНОГО РЕГИСТРА СДВИГА С ФЕРРИТАМИ И ДИИОДАМИ В ЧАСТНОМ СЛУЧАЕ.

РЕЗЮМЕ

В работе рассматривается действие однотактного регистра сдвига с ферритами и диодами в частном случае, в котором благодаря информации вписанной первоначально на ферритовых сердечниках, переключание происходит в найменьший промежуток времени.

На основе соотношений определяемых в работе можно проверить если проектируемый регистр, в самом неблагоприятном случае, найбольшего времени комутации может сдвинуть информацию и в рассмотренном частном случае.

UNTERSUCHUNG DES EINTACKTSCHIEBEREGISTERS MIT FERRITKERNEN UND DIODEN IN EINEM PARTIKULLAREN FALL

ZUSAMMENFASSUNG

In der vorliegenden Arbeit wird der Betrieb des Eintacktschieberegisters mit Ferritkernen und Dioden in einem partikullären Fall untersucht. In diesem hier beschriebenen Fall werden ducrh die vorher eingeschriebene Information in den Ferritkernen, die Umschaltung in der möglichst kűrzesten Zeit erfolgen.

Auf Grund der in der Arbeit abgeleiteten Gleichungen kann dann geprűft werden ob dass in nachteiligen Bedingungen projektierte Schieberregister, mit maximaler Umschaltungsdauer, die Information auch in dem hier untersuchten partikullären Fall optimal weiterleitet.

CALCULUL REGISTRELOR DE DEPLASARE BITACT REALIZATE CU FERITE ŞI DIODE

DE

I. POPA

Pentru registrele de deplasare bitact, realizate cu ferite şi diode (fig. 1), se dau în literatura de specialitate diverse metode de calcul a căror sistematizare este schiţată în [5] Relaţiile de calcul deduse în literatură pentru astfel de registre se sprijină, în special, pe utilizarea valorilor medii ale impulsurilor de tensiune induse în înfăşurările miezurilor de ferită, ceea ce conduce la a considera ferita în procesul de comutaţie ca o rezistenţă [1]...[3], evitîndu-se astfel integrarea ecuaţiilor diferenţiale neliniare ce descriu procesul de comutaţie. Neajunsurile acestei metode sînt prezentate în [5].

În literatură se admite apriori că miezul $n+1$ începe să comute sub acţiunea curentului din bucla de transfer simultan cu miezul n, ceea ce este adevărat numai în anumite condiţii, care nu sînt precizate pe baza unui criteriu matematic.

Faţă de registrele cu bucle de transfer comandate, la care informaţia inversă este complet eliminată [5], în acest caz buclele de transfer fiind în permanenţă închise, asigurarea transmiterii informaţiei către dreapta, în condiţia ca la miezurile din stînga să nu apară perturbaţii importante, este dificilă. Analizînd cazul cel mai defavorabil în funcţionarea registrului (fig. 2), în literatură se arată că este suficient la $R_1 = R_2$, să se asigure $R = (4-10)\,R_2$. În realitate există o strînsă legătură între cîmpul de tact aplicat, numărul de spire N_1 şi N_2 şi rezistenţele R_1, R_2 şi R. Ca urmare terebuie stabilit un criteriu mate-

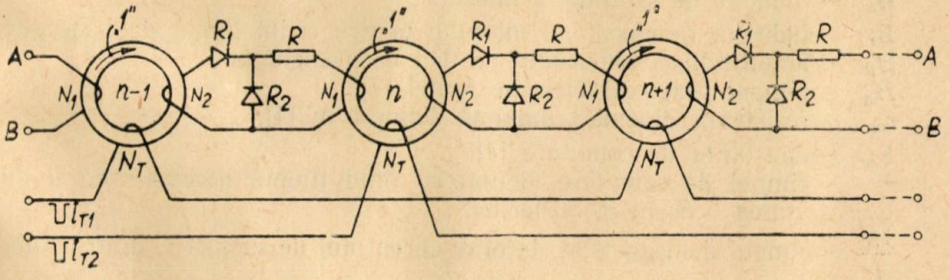


Fig. 1.

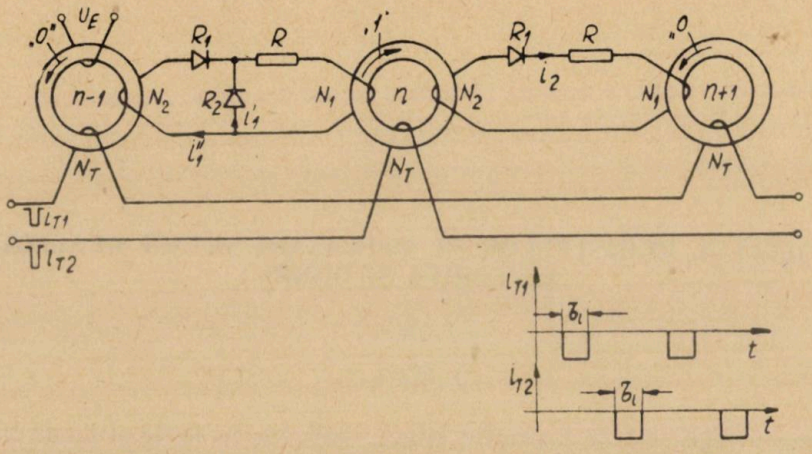


Fig. 2.

matic de verificare pentru informaţia inversă, care să conţină obligatoriu toate mărimile amintite.

Lucrarea de faţă îşi propune să dea relaţii originale de calcul pentru registrul aminitit pornind de la ecuaţiile diferenţiale neliniare ce descriu procesele de comutaţie, în lumina celor arătate mai sus.

1. Ecuaţiile diferenţiale ale circuitului

Pentru a descrie procesele de comutaţie ale feritelor cu ciclul de histerezis dreptunghiular se utilizează ecuaţia de remagnetizare şi constanta de comutare date în [4] în forma :

$$\frac{dB}{dt} = r_m\left(1 - \frac{B^2}{B_s^2}\right)\left(H_m - H_0 - \frac{iN}{l}\right), \tag{1}$$

$$S_w = (H_m - H_0)\,\tau = \frac{2B_s}{r_m}\,\mathrm{Ath}\,\frac{B_r}{B_s} \tag{2}$$

unde s-a notat cu :

B — inducţia momentană în miez,
B_s — inducţia de saturaţie a miezului,
B_r — inducţia remanentă a miezului pentru ciclul limită de histerezis,
H_m — amplitudinea impulsului de tact dreptunghiular,
H_0 — cîmpul prag, caracteristic feritei [4],
r_m — rezistenţa dinamică maximă definită în [4],
S_w — constanta de comutare [4],
τ — timpul de comutare, definit ca fiind timpul necesar trecerii din starea $-B_r$ în B_r, al feritei,
$\frac{iN}{l}$ — cîmpul demagnetizat datorat curentului de sarcină i, dintr-o înfăşurare cu N spire a miezului,

l – lungimea medie a miezului caracterizat și prin secțiunea transversală A.

Ecuația (1) este stabilită pentru H_m dreptunghiular și este valabilă pentru $H_m - iN/l > H_0$, cu condiția ca iN/l să nu se abată prea mult de la forma dreptunghiulară, mai ales cînd ia valori importante.

Vom admite de la început că amperspirele $i_1'' N_2$ sînt suficient de mici pentru a nu provoca bascularea miezului $n-1$ atunci cînd miezul n trece din starea „1" în starea „0", urmînd ca în final să se verifice această ipoteză. Va trebui deci ca în cazul cel mai defavorabil să se verifice inegalitatea :

$$i_1'' N_2/l < H_0. \tag{3}$$

Știind că impulsul de curent $i_2(t)$ are un timp de creștere oarecare (fig. 3), miezul $n+1$ nu începe să comute simultan cu n, adică la $t=0$, ci la un timp t_0 corespunzător curentului i_{20} la care cîmpul $i_{20}N_1/l$ este egal cu cîmpul prag H_0.

Din acest motiv procesul de comutație este descris în general de două sisteme de ecuații diferențiale.

Pentru $t \leqslant t_0$:

$$\frac{dB_n}{dt} = r_m\left(1 - \frac{B_n}{B_s^2}\right)\left(H_m - H_0 - \frac{i_1 N_1}{l} - \frac{i_2 N_2}{l}\right) \tag{4}$$

$$AN_2 \frac{dB_n}{dt} = i_2(R + R_1) \tag{5}$$

$$AN_1 \frac{dB_n}{dt} = i_1\left(R + \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}\right) \tag{6}$$

cu condițiile inițiale :

$$t=0 \quad B_n = -B_r \quad i_2 = 0$$

$$t = t_0 \quad B_n = B_{n0} \quad i_2 = i_{20} = \frac{H_0 l}{N_1} \tag{7}$$

Pentru $t \leqslant t_0$:

$$\frac{dB_n}{dt} = r_m\left(1 - \frac{B_n^2}{B_s^2}\right)\left(H_m - H_0 - \frac{i_1 N_1}{l} - \frac{i_2 N_2}{l}\right) \tag{8}$$

$$AN_2 \frac{dB_n}{dt} = i_2(R + R_1) + AN_1 \frac{dB_{n+1}}{dt} \tag{9}$$

$$AN_1 \frac{dB_n}{dt} = i_1\left(R + \frac{B_1 R_2}{R_1 + R_2}\right) \tag{10}$$

$$\frac{dB_{n+1}}{dt} = r_m\left(1 - \frac{B_{n+1}^2}{B_s^2}\right)\left(\frac{i_2 N_2}{l} - H_0\right) \tag{11}$$

cu condițiile inițiale:

$$t=0 \quad B_n=B_{n0} \quad i_2=i_{20} \quad B_{n+1}=-B_r$$

$$t=\tau_{n+1} \quad B_n=B_n(\tau_{n+1}) \quad i_2=i_2(\tau_{n+1}) \quad B_{n+1}=+B_r \tag{12}$$

$$t=\tau_n \quad B_n=+B_r \quad i_2=0 \quad B_{n+1}=+B_r$$

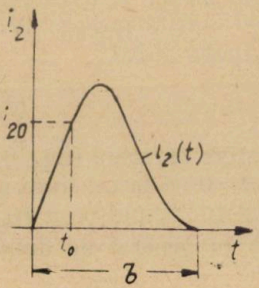


Fig. 3.

Cele două sisteme de ecuații s-au scris în ipoteza că diodele din bucla de transfer sînt elemente de comutație ideale, respectiv R_1 și R_2 reprezintă rezistența în sens direct, constantă, iar rezistența inversă este infinită [1] ...[3], [5].

Pentru sistemul de ecuații (8)...(11) s-a ținut seama de condiția esențială impusă la astfel de registre și anume aceea ca miezul $n+1$ să comute mai repededecît miezul n sau cel mult simultan:

$$\tau_n \geqslant \tau_{n+1}. \tag{13}$$

2. Analiza condițiilor inițiale

Realizarea condiției (13) este mai ușor posibilă dacă miezurile n și $n+1$ încep să comute pe cît posibil simultan ($t_0 \to 0$). În această situație B_{n0} din condițiile inițiale (12) devine egal cu $-B_r$. În caz contrar B_{n0} trebuie precizat prin calcul.

Introducînd în ecuațiile (4)...(6), relația:

$$i_2=i_{20}=\frac{H_0 l}{N_1} \tag{14}$$

pentru $t=t_0$, se obține inducția B_0 în miezul n, de forma:

$$B_0=-B_r\frac{1}{\alpha}\sqrt{\frac{l(R+R_1)}{r_m A N_1 N_2\left(K-\frac{N_1}{N_2}\cdot\frac{R+R_1}{R_e}-\frac{N_2}{N_1}\right)}} \tag{15}$$

în care s-a notat:

$$\alpha=\frac{B_r}{B_s};\quad K=\frac{H_m-H_0}{H_0};\quad R_e=R+\frac{R_1R_2}{R_1+R_2}.$$

Pentru a realiza $B_{n0}=-B_r$ este necesar să se satisfacă relația:

$$1-\frac{l(R+R_1)}{r_m A N_1 N_2\left(K_0-\frac{N_1}{N_2}\cdot\frac{R+R_1}{R_e}-\frac{N_2}{N_1}\right)}=\alpha^2. \tag{16}$$

Din (16) rezultă că, pentru a realiza $B_{n0}=-B_r$, este necesar să se aplice un cîmp de tact corespunzător raportului:

$$K_0=\frac{N_2}{N_1}+\frac{N_1}{N_2}\cdot\frac{R+R_1}{R_e}+\frac{l(R+R_1)}{r_m A N_1 N_2(1-\alpha^2)}. \tag{17}$$

3. Calculul timpilor de comutare

Dacă se îndeplinesc simultan condițiile (3), (13) și (17), din sistemul de ecuații (8)...(11) se pot calcula timpii de comutare τ_n și τ_{n+1}. Astfel, substituind i_2 din (9) i_1 din (10) în (8), rezultă ecuația:

$$\frac{dB_n}{dt}\cdot\frac{1}{r(B_n)} = H_a - \frac{N_1}{l}\,\frac{AN_1\dfrac{dB_n}{dt}}{R_e} - N_2\frac{AN_2\dfrac{dB_n}{dt} - AN_1\dfrac{dB_{n+1}}{dt}}{R+R_1} \tag{18}$$

în care s-a notat:

$$H_a = H_m - H_0\,;\quad r(B) = r_m\left(1 - \frac{B^2}{B_s^2}\right). \tag{19}$$

Înmulțind (18) cu dt și integrînd apoi între limitele $t=0$ și $t=\tau_n$, respectiv $B_n=-B_r$, $B_{n+1}=-B_r$ și $B_n=+B_r$, conform relației (12), rezultă:

$$\tau_n = \frac{S_x + \dfrac{AN_1^2}{l}\cdot\dfrac{2B_r}{R_e} + \dfrac{AN_2^2}{l}\cdot\dfrac{2B_r}{R+R_1} - \dfrac{AN_1N_2}{l}\cdot\dfrac{2B_r}{R+R_1}}{H_a} \tag{20}$$

Pentru determinarea timpului de comutare τ_{n+1}, prin substituirea curenților, i_1 din (10) și i_2 din (11) în (8) se deduce ecuația:

$$\frac{dB_n}{dt}\cdot\frac{1}{r(B_n)} = H_a - \frac{AN_1^2\dfrac{dB_n}{dt}}{lR_e} - \frac{N_2}{N_1}\left(\frac{1}{r(B_{n+1})}\cdot\frac{dB_{n+1}}{dt} + H_0\right). \tag{21}$$

Integrînd ecuația (21) dintre limitele $t=0$ și $t=\tau_{n+1}$ și făcînd aproximația:

$$\int_0^{\tau_{n+1}}\frac{dB_n}{r(B_n)} = \int_{Br}^{B_n(\tau_n+1)}\frac{dB_n}{r(B_n)} \cong \int_{Br}^{+Br}\frac{dB_n}{r(B_n)} = S_w, \tag{22}$$

se obține:

$$\tau_{n+1} = \frac{S_w\left(1+\dfrac{N_1}{N_2}\right) + \dfrac{AN_1^3}{lN_2}\cdot\dfrac{2B_r}{R_e}}{\dfrac{N_1}{N_2}H_a - H} \tag{23}$$

În cazul registrelor de deplasare cu bucle de transfer comandate, relațiile deduse în [5] pentru timpii de comutare τ_n și τ_{n+1}, reprezintă, așa cum era și de așteptat, un caz particular al relațiilor (20) și (23) deduse mai sus pentru registrul cu bucle de transfer necomandate.

Timpii de comutare pentru registrul analizat în lucrarea de față sînt evident mai mari, decît în cazul analizat în [5].

4. Calculul parametrilor buclei de transfer

Prin introducerea expresiilor (20) și (23), deduse pentru τ_n și τ_{n+1}, în condiția (13), se determină raportul $(H_m - H_0)/H_0 = K_m$ pentru care (13) este satisfăcută. K_m rezultă ca o funcție de parametrii miezului de ferită și parametrii buclei de transfer de forma :

$$K_m \geqslant \frac{S_w + \frac{A\,2B_r}{lR_e} N_1^2 + \frac{A\,2B_r}{l(R+R_1)} N_2(N_2 - N_1)}{-S_w + \frac{A\,2B_r}{l(R+R_1)} N_1(N_2 - N_1)} \tag{24}$$

Considerînd parametrii miezurilor și rezistențele din bucla de transfer date și notînd $\frac{N_1}{N_2} = n = \text{constant}$, se reprezintă funcția $K_m = f(N_2)$ ca în fig. 4.

În figura 4 :

$$N_2' = \sqrt{\frac{S_w l(R+R_2)}{n(1-n)\,A\,2B_r}}, \tag{25}$$

iar :

$$\lim_{N_2 \to \infty} K_m = K_{m\infty} = \frac{n}{1-n} a + \frac{1}{n}, \tag{26}$$

unde s-a notat :

$$a = \frac{R+R_1}{R}. \tag{27}$$

Din (25) și (26) se vede ușor că relațiile au sens numai pentru $0 < n < 1$.

Avînd în vedere generatoarele disponibile pentru realizarea impulsului de tact și posibilitățile de realizare constructivă a înfășurărilor la dimensiunile reduse ale miezului, se va adopta un raport $K_{m0} > K_{m\infty}$, la care să-i corespundă N_{20} acceptabil constructiv.

Considerînd parametrii miezului și rezistențele date, rezultă ușor că N_2' este minim pentru $n = 1/2$.

Pentru $n = 1/2$ rezultă din (26) :

$$K_{m\infty} = a + 2, \tag{28}$$

deci :

$$K_{m0} > a + 2. \tag{28'}$$

Adoptînd $n = 1/2$ și $K_m = K_{m0}$ cît mai apropiate de $K_{m\infty}$, din egalitatea dată în (24) rezultă:

$$N_{20} = \sqrt{\frac{K_{m0}+1}{\frac{K_{m0}}{4} - \frac{a}{4} - \frac{1}{2}} \cdot \frac{S_w(R+R_1)l}{A \cdot 2B}} \tag{29}$$

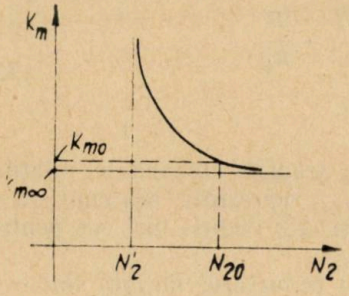


Fig. 4.

și :

$$N_{10} = \frac{N_{20}}{2}. \tag{30}$$

O dată determinat numărul de spire se determină K_0 conform relației (17) și se verifică relația $K_{m0} \geqslant K_0$, care confirmă valabilitatea calculelor.

Dat fiind faptul că raportul K_{m0} este apropiat de valoarea minimă $K_{m\infty}$ și că numărul de spire N_{20} este minim dacă și N_2' este minim, calculul prezentat mai sus asigură o funcționare în regim optim a registrului.

5. Verificarea informației inverse

Curentul i_1 va fi maxim ($i_1 = i_{1max}$) pentru $\left(\frac{dB}{dt}\right)_{max}$ ceea ce înseamnă că relația (3) este cu siguranță satisfăcută dacă:

$$\frac{i''_{1max}\, N_2}{l} = \beta H_0 \tag{31}$$

unde β este un coeficient numeric mai mic ca unu.

Ținînd cont de aproximația (22) și că $r(B)$ este maximă la $B=0$, pentru i_{1max} ecuațiile (8)...(11), la $H_a = H_{a0}$ ales, devin:

$$\left(\frac{dB_n}{dt}\right)_{max} = r_m\left(H_{a0} - \frac{i_{1\,max} N_1}{l} - \frac{i_{2max}\, N_2}{l}\right) \tag{32}$$

$$A N_2 \left(\frac{dB_n}{dt}\right)_{max} = i_{2max}(R+R_1) + A N_1 \left(\frac{dB_{n+1}}{dt}\right)_{max} \tag{33}$$

$$A N_1 \left(\frac{dB_n}{dt}\right)_{max} = i_{1max} R_e \tag{34}$$

$$\left(\frac{dB_{n+1}}{dt}\right)_{max} = r_m \left(\frac{i_{2max} N_1}{l} - H_0\right) \tag{35}$$

Din (32)...(35) se deduce:

$$\left(\frac{dB_n}{dt}\right)_{max} = \frac{H_{a0} - \dfrac{A N_1 N_2 r_m H_0}{l(R+R_1) + A N_1^2 r_m}}{\dfrac{1}{r_m} + \dfrac{A N_1^2}{R_e l} + \dfrac{A N_2^2}{l(R+R_1) + A N_2^1 r_m}} \tag{36}$$

În conformitate cu circuitul din fig. 2, rezultă:

$$i''_{1\,max} = \frac{A N_1 \left(\dfrac{dB_n}{dt}\right)_{max}}{R_e} \cdot \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \cdot \frac{1}{R_1}. \tag{37}$$

Cu ajutroul relațiilor (31), (36) și (37), punînd $n=\frac{N_1}{N_2}=\frac{1}{2}$, se dedu factorul β în forma :

$$\beta=\frac{K_{m0}-\dfrac{2AN_1^2r_m}{l(R+R_1)+AN_1^2r_m}}{\dfrac{lR_0}{2AN_2^2r_m}+\dfrac{1}{2}\cdot\dfrac{R_1+R_2}{R_2}+2\dfrac{lR_0}{l(R+R_1)+AN_1^2r_m}} \tag{38}$$

unde s-a notat :

$$R_0=R_1+\frac{R(R_1+R_2)}{R_2}.$$

Pentru ca informația inversă să lipsească trebuie să se verifice $\beta<1$.

Avînd în vedere că la o gamă largă de ferite [4] ordinul de mărime al raportului $\frac{Ar_m}{l}$ este apropiat de unitate și că N_{10} din relația (30) rezultă de regulă mai mare ca 10, pentru $R+R_1$ de ordinul zecilor de ohmi, se constată că influența hotărîtoare asupra lui β are raportul $\gamma=\frac{R_1+R_2}{R_2}=\frac{R_1}{R_2}+1$ și este de dorit ca acesta să fie cît mai mare, pentru a obține β cît mai mic.

Se impune de asemeni K_{m0} mic, avînd însă grijă ca pentru raportul a dedus din (27), la R_1, R_2 și R alese, numărul de spire N_{20} și N_{10} să fie acceptabile la dimensiunile date ale miezului.

Pentru orientare se poate cerceta următorul tabel :

	$R=R_1$			$R=2R_1$			$R=3R_1$		
	$R_1=R_2$	$R_1=2R_2$	$R_1=3R_2$	$R_1=R_2$	$R_1=2R_2$	$R_1=3R_2$	$R_1=R_2$	$R_1=3R_2$	$R_1=3R_2$
γ	2	3	4	2	3	4	2	3	4
a	1,33	1,5	1,6	1,2	1,29	1,34	1,14	1,2	1,23
$K_{m\infty}$	3,33	3,5	3,6	3,2	3,29	3,34	3,14	3,2	3,23

Din tabel se constată că la valori mari ale rapoartelor R/R_1 și R_1/R_2 cîmpul necesar H_{m0} (corespunzător lui K_{m0}) scade mult, ca și raportul β, în schimb valoarea mare a rezistenței $R+R_1$ poate duce la valori inacceptabile pentru N_{20} și N_{10}.

6. Aplicație

Pentru realizarea registrului din fig. 1, presupunem că se adoptă miezuri de ferite cu ciclul de histerezis dreptunghiular, identice, avînd parametrii :

$A = 0{,}6 \cdot 10^{-6} \text{m}^2$ $\quad H_0 = 90$ A/m

$l = 0{,}785 \cdot 10^{-2}$m $\quad S_w = 60 \cdot 10^{-6}$C/m

$B_r = 0{,}27$ T $\quad r_m = 1{,}8 \cdot 10^4 \Omega$/m

$B_s = 0{,}29$ T

Adoptînd diode EFD 108 ca în [5] cu $R_2 = 20\ \Omega$, pentru $K_{m0} = 4$, rezultă N_{20} și N_{10} foarte mari.

Dacă se utilizează însă în loc de diode, tranzistori EFT 323, conectați între colector și bază pentru care rezistența directă este $R_2 = 4\ \Omega$, se poate adopta $R_1 = 12\ \Omega$ (3 elemente similare cu R_2 luate în serie) și $R = 36\ \Omega$.

Se calculează astfel :

$$a = 1{,}23\,; \quad \gamma = 4\,; \quad K_{m\infty} = 3{,}23.$$

Pentru $K_{m0} = 4$ s-au calculat :

$$N_{20} = 42 \text{ spire}\,; \quad N_{10} = 21 \text{ spire}\,; \quad \beta = 0{,}83.$$

În aceste condiții din (20) și (23), se calculează :

$$\tau_n = \tau_{n+1} = 3{,}6 \cdot 10^{-6}\text{s}.$$

La registrul cu bucle de transfer comandate rezolvat în [5] pentru aceleași miezuri și $R = 20\ \Omega$, rezultă :

$$K_{m\infty} = 2\,; \quad K_{m0} = 3\,; \quad N_{10} = 10 \text{ spire}\,; \quad N_{20} = 20 \text{ spire}\,; \quad \tau_n = \tau_{n+1} = 1{,}64 \cdot 10^{-6}\text{s}.$$

7. Concluzii

1. Ținîndu-se seama de forma impulsului $i_2(t)$ rezultă în ce condiții miezurile n și $n+1$ încep să comute simultan.

2. Integrînd cu aproximație ecuațiile diferențiale neliniare ale circuitului se deduc relații separate pentru timpii de comutare τ_n și τ_{n+1}, precizînd pe această bază regimul optim de funcționare al schemei.

3. Avînd buclele închise pe tot timpul procesului de transmitere a informației, pentru acest tip de registru, regimul optim de funcționare apare pentru cîmpuri de tact mai mari decît în cazul analizat în [5].

BIBLIOGRAFIE

1. *I Felea* și *colectivul* : „Circuite cu tranzistoare în industrie Editura Tehnică București, 1964.
2. *I.P. Baiașov*, „Proectirovanie magnitnîh elementov i ustroistv electronnîh vîcislitelinîh mașin. Izd. Vîșaia școla Moskva, 1966.
3. *A.P. Sorîkin*, „Magnitnîe elementi vicislitelimîh mașin" Izd. Vîșaia școla Moskva, 1965
4. *A.I Piragov*, Iu. *M. Samaev*, „Magnitnîe serdecniki v avtomatike i vîcislitelnoi tehnike. Enreghia 1967, Moscva.
5. *I. Popa*, „Contribuții la studiul registrelor de deplasare bitact, realizate cu miezuri de ferită" Automatica și Electronica Nr. 4, Iulie August, 1970.

РАСЧЕТ ДВУХТАКТНЫХ ПЕРЕМЕЩАЮЩИХСЯ РЕГИСТРОВ ОСУЩЕСТВЛЕННЫХ С ФЕРРИТАМИ И ДИОДАМИ.

РЕЗЮМЕ

Интегрируя дифференциальные уравнения, описующие электромагнитные процессы, произходящие в двухтактном перемещающемся регистре с ферритами и диодами, в работе устанавливаются оригинальные соотношения для определения оптимального регистра работы.

BERECHNUNG VON ZWEITAKT SCHIEBEREGISTER MIT FERRITKERNREN UND DIODEN

ZUSAMMENFASSUNG:

Durch die Integrierung der Differentialgleichungen die in Zweitaktschieberegistern stattfindenden elektromagnetischen Erscheinungen beschreiben, werden in der vorliegenden Arbeit originälle Ausdrűcke abgeleitet, die zur Bestimmung des optimalen Betriebszustandes dienen.

CU PRIVIRE LA DENIVELAREA LICHIDELOR DIELECTRICE SITUATE ÎN CÎMPUL ELECTRIC AL UNUI CONDENSATOR PLAN

DE

D. DABA

I. Introducere

Printre experienţele clasice menţionate de literatură în domeniul producerii unor acţiuni ponderomotoare ale cîmpului electric în fluide – domeniu recent denumit „electrohidrodinamică" (E.H.D.) [1] – se numără şi cele referitoare la denivelarea lichidelor neconductoare situate în cîmpul electric al unui condensator plan.

Efectul a fost observat la sfîrşitul secolului trecut de către Pellat, care l-a utilizat în scopul determinării permitivităţii lichidelor (1892) [2]. Ulterior experienţa a fost deseori descrisă de literatura electrotehnică, însă interpretarea ei nu este unitară. Neglijîndu-se componenta electrostrictivă a forţelor exercitate de cîmp şi considerînd fluidul de referinţă omogen, se deduce uneori – greşit – că denivelarea este rezultatul exclusiv al acţiunii forţelor de suprafaţă.

Acelaşi caz al condensatorului plan este analizat şi în [3], unde însă observaţiile referitoare la localizarea spaţială a forţelor sînt doar calitative.

Pornind de la această observaţie, în lucrare se analizează problema forţelor de volum şi suprafaţă, fapt ce va permite înţelegerea mecanismului fizic al efectului studiat.

Consideraţiile prezentate sînt adevărate în cazul mediilor fluide liniare şi izotrope, fără polarizare permanentă, neconductoare electric şi nemagnetice, situate – în repaus – într-un cîmp staţionar (sau cvasistaţionar).

II. Interpretarea actuală a efectului

Dacă într-un recipient cu lichid este parţial introdus un condensator sub tensiune, astfel încît suprafaţa liberă a lichidului situată în cîmp să fie local paralelă cu liniile acestuia (suprafaţă de cîmp) – fig. 1 –, experienţa arată că lichidul se ridică în spaţiul dintre armături, ducînd la denivelarea h.

Pornindu-se de la forţa specifică de volum exercitată de cîmpul electric asupra fluidului, exprimată însă doar prin componenta sa maxwelliană (deci neglijînd termenul electrostrictiv), adică:

$$\bar{f}_v = -\frac{1}{2} E^2 \operatorname{grad} \varepsilon \tag{1}$$

şi considerînd mediul omogen (ε=const.), se ajunge la concluzia că forţele cîmpului acţionează doar în suprafaţă (aceasta fiind asimilată unui strat

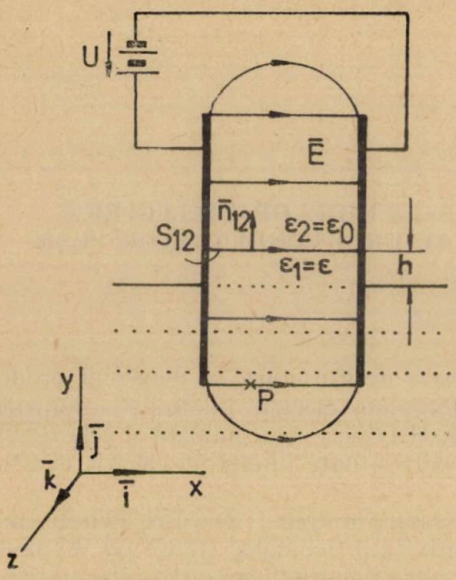


Fig. 4.

Fig. 1. Condensator plan alimentat la U=ct parțial introdus în dielectric.

– neomogen – de rapidă variație continuă și înălțime tinzînd la zero). Aici ele conduc la forța superficială maxwelliană :

$$\bar{f}_s = \frac{1}{2}(\varepsilon-\varepsilon_0)\,E^2\bar{n}_{12} \qquad (2)$$

avînd orientarea spre vid (practic aer). Se deduce [4, 5, 6, 7 etc.] că lichidul este „tras" de către aceste forțe de suprafață în spațiul dintre armături.

Forța totală este atunci (se neglijează contribuția efectului de margine, neesențială) :

$$\bar{F}=\bar{f}_s\cdot A=\frac{1}{2}(\varepsilon-\varepsilon_0)\,E^2A\bar{n}_{21}. \qquad (3)$$

A fiind aria suprafeței libere a lichidului situată în cîmp uniform.

Această forță fiind echilibrată de greutatea lichidului ridicat, valoarea h a denivelării va rezulta din condiția :

$$F=\tau gAh=\frac{1}{2}(\varepsilon-\varepsilon_0)\,E^2A$$

adică

$$h=\frac{1}{2\tau g}(\varepsilon-\varepsilon_0)\,E^2 \qquad (4)$$

independentă de aria A. Aici τ este densitatea masică a lichidului, iar g – valoarea accelerației gravitaționale.

Același caz este analizat și în [8], unde pentru calculul forței globale și pînă la urmă a denivelării se folosesc tensiunile maxwelliene, a căror expresie (neglijînd din nou electrostricțiunea) este :

$$\bar{T}_n=(\bar{D}\cdot\bar{n})\,\bar{E}-\frac{1}{2}(\bar{D}\cdot\bar{E})\,\bar{n} \qquad (5)$$

n fiind normala exterioară a suprafeței ce mărginește volumul considerat. Alegînd drept volum de integrare spațiul – situat în cîmp uniform – ocupat de lichidul denivelat, se poate scrie :

$$\bar{F}=\int_{v_\Sigma}\bar{f}_v\,dv=\oint_\Sigma\bar{T}_n\,dA \qquad (6)$$

în partea superioară suprafața trebuind să treacă prin aer, puțin deasupra lichidului.

Rezultanta verticală a tensiunilor maxwelliene, singura care contribuie la denivelare, se va obține deci ca sumă a forțelor fictive ce acționează în porțiunile suprafeței Σ situate în planul xz, adică :

$$\overline{F} = -\frac{1}{2}\varepsilon_0 E^2 A\overline{j} + \frac{1}{2}\varepsilon E^2 A\overline{j} = \frac{1}{2}(\varepsilon - \varepsilon_0) E^2 A\overline{j} \qquad (7)$$

identică cu (3).

Și calculul prezentat mai sus se bazează (implicit) pe aceeași localizare exclusiv superficială a forțelor.

Valoarea obținută pentru forța totală este însă corectă. Ea rezultă — fără indicii asupra localizării — și din calculul lui F ca forță generalizată (lagrangeiană). În adevăr, din fig. 2 rezultă că între armăturile condensatorului s-a format o conexiune paralel a două capacități (se neglijează efectul de margine) :

$$C = \frac{\varepsilon \frac{A}{d} y}{d} = \frac{\varepsilon A y}{d^2}$$

și respectiv

$$C_0 = \frac{\varepsilon_0 A}{d^2}(l - y)$$

care conduc la capacitatea echivalentă

$$C_y = C + C_0 = \frac{A}{d^2}[(\varepsilon - \varepsilon_0) y + \varepsilon_0 l] \qquad (8)$$

Exprimînd energia electrică a sistemului în forma :

$$W_e = \frac{1}{2} U^2 C_y$$

și alegînd drept coordonată generalizată distanța y ce măsoară înălțimea denivelării față de baza armăturilor, forța totală va fi :

$$F = \left(\frac{\partial W_e}{\partial y}\right)_{U=ct} =$$

$$= \frac{1}{2}\left(\frac{U}{d}\right)^2 (\varepsilon - \varepsilon_0) A =$$

$$= \frac{1}{2}(\varepsilon - \varepsilon_0) E^2 A$$

identică cu valoarea din (3).

Deși experiența verifică această valoare a forței rezultante și deci a denivelării h din (4), mecanismul fizic al efectului denivelării,

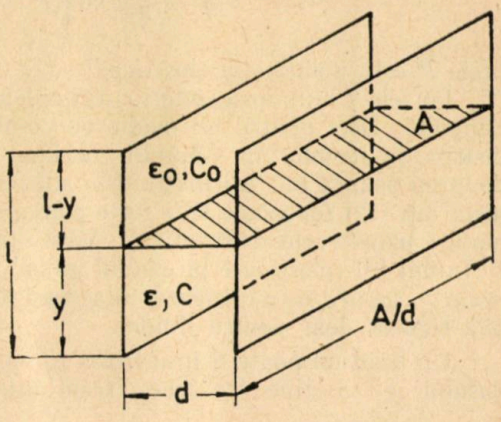


Fig. 2. Conexiune paralel a capacităților parțiale.

interpretat pe baza localizării exclusiv superficiale a forțelor – ca mai sus – nu este cel corect.

III. Forțe locale de volum și suprafața. Localizarea lor.

Este cunoscută din literatură expresia completă a densității de volum a forței exercitate de cîmpul electric în condițiile menționate [3]:

$$\bar{f}_v = -\frac{1}{2}E^2 \operatorname{grad}\varepsilon + \frac{1}{2}\operatorname{grad}\left(E^2\frac{\partial\varepsilon}{\partial\tau}\tau\right) \tag{9}$$

în care mărimile de stare – de semnificație cunoscută – sînt definite în referențialul „propriu", în repaus local și instantaneu față de mediul considerat. Primul termen din (9) reprezintă componenta numită maxwelliană a forței, iar cel de al doilea – componenta electrostrictivă a sa [9].

Variația volumului la lichidele uzuale supuse acțiunii forțelor cîmpului – deci și variația permitivității acestora cu densitatea de masă – este extrem de mică. Totuși, un calcul simplu arată că forța de stricțiune are același ordin de mărime ca și cea maxwelliană, fapt menționat încă de Helmholtz și Jeans [10]; încît neglijarea forței strictive de către unii autori pe considerentul că lichidele sînt practic incompresibile apare ca nefondată.

Mărimea $\bar{f}_v$ reprezintă o densitate echivalentă și ea se obține din forța efectiv exercitată de cîmp, la care se adaugă contribuția locală a stării de tensiune „electrică" a fluidului [11]:

$$\bar{f}_v = \bar{f}_{ve} + \bar{f} \tag{10}$$

în care

$$\bar{f}_{ve} = -\operatorname{grad}_T(\bar{E}\cdot\bar{P})^{*)} \tag{11}$$

iar

$$\bar{f} = \frac{1}{2}\operatorname{grad}\left\{(\bar{E}\cdot\bar{P}) + E^2\frac{\partial\varepsilon}{\partial\tau}\tau\right\} \tag{12}$$

unde $\bar{P}$ este polarizația electrică.

Forțele $\bar{f}$ sînt forțe interioare de deformație pentru fluidul supus acțiunii cîmpului. Deci pentru un mediu corporal izolat în vid ele contribuie doar la distribuția forțelor în volumul corpului, nu și la forța rezultantă exercitată de cîmp asupra lui. Afirmația este adevărată pentru fiecare dintre cei doi termeni din (12) (deoarece sînt forțe conservative), al doilea fiind chiar termenul numit uzual „electrostrictiv". Acest fapt justifică observația făcută de I. Tamm [9] referitoare la efectul global al forței strictive în cazul unui corp izolat – pentru care operează cu aceeași expresie (9) a densității de forță (valabilă riguros doar pentru fluide).

Un fluid nu poate fi însă izolat în vid, el e întotdeauna mărginit de pereții vasului ce-l conține. De aceea, rezultanta forțelor de deformație nu mai este

*) Semnul „comez" T indică faptul că acea mărime nu nu se derivează la calculul gradientului.

în general nulă (deşi, la lichidele uzuale, aceste diferenţe „pur strictive" în forţa rezultantă sînt foarte mici). Totuşi, dacă sistemul fizic fluid-vas se află în echilibru mecanic, forţele de deformaţie ale fluidului sînt exact compensate de forţele mecanice suplimentare pe care acesta le suportă din partea pereţilor deformaţi ai vasului ; astfel încît efectul net obţinut — denivelări etc. — nu depinde nici în acest caz de forţele electrostrictive. Aşa se explică de ce neglijîndu-le pe acestea din urmă, literatura obţine totuşi valoarea corectă a forţei globale exercitate de cîmp.

Forţele locale efectiv responsabile de mişcarea fluidului şi deci de producerea denivelării sînt cele echivalente [12]. Din acest motiv analiza localizării lor spaţiale prezintă interes.

Cum într-un fluid omogen $\varepsilon=\varepsilon(\tau)$, se poate scrie

$$\operatorname{grad}\varepsilon=\frac{\partial\varepsilon}{\partial\tau}\operatorname{grad}\tau$$

iar forţa echivalentă din (9) obţine şi forma :

$$\bar{f}_v=\frac{1}{2}\tau\operatorname{grad}\left(E^2\frac{\partial\varepsilon}{\partial\tau}\right) \tag{13}$$

Ea relevă faptul că forţele cîmpului acţionează şi în volumul fluidului, fiind localizate în zonele de cîmp neuniform şi avînd orientarea către punctele de cîmp mai intens. Acţiunea lor conduce la o suprapresiune „electrică", ce se adaugă presiunii hidrostatice locale şi a cărei expresie este [3] :

$$\Delta p_e=\frac{1}{2}\frac{\partial\varepsilon}{\partial\tau}\tau E^2 \tag{12}$$

Această valoare a fost confirmată de experienţă [13]. Suprapresiunea (14) este în primul rînd răspunzătoare de efectele de denivelare produse de cîmp.

Forţele $\bar{f}_v$ localizate în suprafaţa liberă a fluidului conduc la forţele superficiale. Folosind un procedeu de trecere la limită, densitatea acestora se exprimă în forma [14] :

$$\bar{f}_s=\frac{1}{2}D_n^2\operatorname{grad}_s\frac{1}{\varepsilon}-\frac{1}{2}E_t^2\operatorname{grad}_s\varepsilon+\frac{1}{2}\operatorname{grad}_s\left(E^2\frac{\partial\varepsilon}{\partial\tau}\tau\right) \tag{15}$$

unde cu indicii n şi t s-au notat componentele normală şi respectiv tangenţială ale vectorilor cîmp. Cînd suprafaţa de separaţie fluid-vid este local paralelă cu liniile de cîmp, expresia (15) devine :

$$\bar{f}_s=\frac{1}{2}\left[(\varepsilon-\varepsilon_0)-\frac{\partial\varepsilon}{\partial\tau}\tau\right]E^2\bar{n}_{12} \tag{16}$$

unde $\bar{n}_{12}$ este vectorul unitar normal la suprafaţă şi orientat către spaţiul 2—vid (v. fig. 1). Rezultă că în domeniul de valabilitate a ecuaţiei Clausius-Mosotti (deci pentru fluide nepolare), în care [15] :

$$\frac{\partial\varepsilon}{\partial\tau}\tau=\frac{(\varepsilon-\varepsilon_0)(\varepsilon+2\varepsilon_0)}{3\varepsilon_0}>\varepsilon-\varepsilon_0 \tag{17}$$

forța specifică $\bar{f}_s$ exercită asupra fluidului nu o tracțiune, ci dimpotrivă – o compresiune.

IV. Mecanismul fizic al efectului

În baza celor de mai sus se deduce că forțele cîmpului acționează atît în volum (v. fig. 1), în zonele de cîmp neuniform datorate efectului de margine (lateral și jos), avînd orientarea către spațiul dintre armături (unde cîmpul este mai intens), cît și în suprafață.

Forțele de volum „împing" deci fluidul între armături, ducînd la suprapresiunea (14), de aceeași valoare în toate punctele P ale suprafețelor ce mărginesc fluidul situat în cîmp uniform.

Denivelarea h se obține atunci din condiția de echilibru:

$$\Delta p_e + f_s = \tau g h \tag{18}$$

sau, cu (14) și (16):

$$h = \frac{1}{2\tau g}(\varepsilon - \varepsilon_0)E^2 \tag{19}$$

identică cu (4). Aceeași valoare este obținută de Durand [15] prin sumarea salturilor de presiune ce au loc între diferite puncte caracteristice ale dispozitivului experimental utilizat.

V. Concluzii

În urma considerațiilor prezentate se pot reține următoarele:

1). Analiza localizării spațiale a forțelor macroscopice exercitate de cîmpul electric permite interpretarea sugestivă a mecanismului fizic al efectelor de denivelare a lichidelor dielectrice între armăturile unui condensator plan.

2). Un rol important în producerea efectelor de denivelare revine forțelor de volum ale cîmpului, localizate în zonele de cîmp neuniform.

3). Neglijarea componentei electrostictive a forțelor conduce la o localizare exclusiv superficială a acestora, echivalentă însă sub raportul efectului global produs.

4). Toate considerațiile prezentate rămîn adevărate și la schimbarea polarității armăturilor ce produc cîmpul.

Studiul localizării forțelor permite înțelegerea și a altor efecte produse de cîmpul electric în fluide, descrise de literatură dar neinterpretate („efectul Sumoto", „atracția" și „respingerea" lichidului, convecția lui etc).

BIBLIOGRAFIE

1. *Melcher, J.R,* „Review of the I.U.T.A.M. — I.U.P.A.P. Symposium on Electrohydrodynamics". In: Jour. of Fluids Mechanics, vol. 40, part. 3, 1970, p. 641.
2. *Birks, J.B. —Hart, J,* „Progress in Dielectrics" vol. 6, Temple Press, London, 1965.
3. *Abraham, M, — Becker, R.* „Theorie der Elektrizitat" Bd. 1, Teubner — Varlag, Leipzig, 1932.
4. *Küpfmüller, K.* „Einführung in die teoretische Elektrotechnik" Springer — Verlag, Berlin, 1957.

5. *Macke, W.* „Elektromagnetische Felder", Academische Verlag, Leipzig, 1963.
6. *Mierdel, G.* — *Wagner, S.* „Aufgaben zur theoretischen Elektrotehnik", Varlag Technik, Berlin, 1961.
7. *Simony, K.* „Teoreticeskaia elektrotehnika", Moskva, 1964.
8. *Novacu, V.* „Introducere în electrodinamică" vol. I, Ed. Academiei, Bucureştu, 1955.
9. *Tamm, I.* „Bazele teoriei electricităţii", Ed. Tehnică, Bucureşti, 1957.
10. *Jeans, J.* „The Mathematical Theory of Electricity and Magnetism", Cambridge, 1927.
11. *Timotin, Al.* „Proprietăţile dinamice ale cîmpului electromagnetic macroscopic în medii oarecare", Teză de doctorat, I.P. Bucureşti, 1957.
12. *Daba, D.* „Unele consideraţii privind forţele efective şi echivalente exercitate de cîmpul electromagnetic macroscopic asupra mediilor fluide". În: Studii şi Cercetări de Energ. şi Electroth., Nr. 2, 1971, p. 389.
13. *Hakim S.* — *Higham J.* „Experimental of the Excess Pressure produced in a Liquid Dielectric by an Electric Field", Proc. Phys. Soc. vol. 80, 1962.
14. *Daba, D.* „Asupra exprimării forţelor superficiale exercitate de cîmpul elecromagnetic macroscopic în medii fluide printr-un procedeu de limită". În: Electrotehnica 18, Nr.8, 1970, p. 273.
15. *Durand, E.* „Electrostatique et magnetostatique", Masson Paris, 1953.

О ДЕНИВЕЛЯЦИИ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЖИДКОСТЕЙ НАХОДЯЩИХСЯ В ЭЛЕКТРИЧЕСКОМ ПОЛЕ ПЛОСКОГО КОНДЕНСАТОРА.

РЕЗЮМЕ

В работе анализируется в данных условиях — локазилация объемных и поверхностных сил действующих на жидкие среды находящиеся в стационарном поле и уточняется правильный способ интерпретации некоторых результатов.

UBER DIE NIVEAUVERSCHIEBUNG VON FLUSSIGEN DIELEKTRIKA ZWISCHEN DEN PLATTEN EINES GELADENEN KONDENSATORS

ZUSAMMENFASSUNG

In der vorliegenden Arbeit werden, in bestimmten Beispielen, die Verteilungen der spezifischen Krafte auf der Flache und im vom elektrischen Feld durchstromten flussigen Dielektrika, bestimmt. Es wird im besonderen auf die richtige Interpretierung dieser Krafteverteilung hingewiesen.

ABOUT THE MECHANISM OF THE EFFECTS WHICH PRODUCE THE LEVEL DIFFERENCE IN DIELECTRICAL FLUIDS SITUATED IN THE ELECTRIC FIELD OF A PLANE CONDENSER.

(SUMMARY)

In this work the author analyse — in given situations — the localisation of the volum and surface forces exerted on fluid media situated in a stationary field, defining more accurately the proper manner in wich one may interpret some results.

ASUPRA CUPLULUI ELECTROMAGNETIC AL MAȘINII SINCRONE ÎN REGIM DE OSCILATE.

DE

A. CÎMPEANU

1. Introducere

În analiza problemelor de stabilitate dinamică sau a regimurilor de lucru ale mașinilor sincrone ce au cupluri pulsatorii la arbore, se pune problema determinării expresiei cuplului electromagnetic cu considerarea procesului tranzitoriu electromecanic.

De obicei rezolvarea concretă a problemelor de regim tranzitoriu este însoțită de un volum mare de calcule B [3], [4], [5], [6], și devine posibilă doar prin introducerea unor ipoteze simplificatoare, valabile de la caz la caz ; rezultatele ce se obțin au importanță limitată la cazul considerat.

În cele ce urmează, se determină expresiile analitice ale cuplurilor electromagnetice valabile în cazul oscilației mașinii sincrone, și pe această bază se stabilesc concluzii cu un domeniu mai mare de valabilitate, care precizează principalii factori ce condiționează procesul tranzitoriu, modul cum intervin, ponderea lor. –

2. Tratare

Se calculează expresia cuplului electromagnetic dinamic al unei mașini sincrone în funcție de unghiul intern în următoarele ipoteze :

– rețeaua este de putere infinită ;

– se neglijează influența rezistenței statorice ;

– se neglijează saturația ; de starea de saturație a mașinii se ține totuși cont prin condensarea reactanțelor determinate la tensiunea de lucru a mașinii ;

– se consideră că unghiul intern variază după o lege sinusoidală în raport cu timpul de forma :

$$\vartheta = \vartheta_1 - \Delta_0 \cos ht ; \qquad (1)$$

– se neglijează influența înfășurării de amortizare deoarece curenții supratranzitorii ce se amortizează cu constanta de timp a înfășurării de amortizare, după 0,02 – 0,03 sec devin neînsemnați și practic nu influențează asupra procesului schimbării lui ϑ ; această simplificare se folosește curent în problemele de stabilitate dinamică B [1], [5] ;

– se neglijează componentele continui ale curentului statoric.

Pe baza ipotezelor admise, ecuațiile în teoria celor 2 axe conduc la relațiile B [1].

$$u_d = u \sin \vartheta = -\psi_q$$

$$u_q = u \cos \vartheta = \psi_d$$

$$\psi_d - = u_{ep} - x_d i_d = E'_d - i_e x'_d \tag{2}$$

$$\psi_q = -x_q \cdot i_q$$

În procesul tranzitoriu unghiul mediu ϑ_1 și amplitudinea oscilațiilor Δ_0 din (1) sînt mărimi variabile de la o semiperioadă la alta ; de asemenea și frecvența de oscilație h. Ele se modifică lent astfel că pe o semiperioadă pot fi considerate neschimbate.

Cuplul electromagnetic se calculează utilizînd expresia generală din teoria celor 2 axe :

$$M = \psi_d i_q - \psi_q i_d \tag{3}$$

Înlocuind fluxurile și curenții din (3) cu valorile lor din (2) rezultă :

$$M = \frac{u E'_d \sin \vartheta}{x'_d} + \frac{u^2}{2}\left(\frac{1}{x_q} - \frac{1}{x'_d}\right) \sin 2\vartheta, \tag{4}$$

expresia cuplului electromagnetic al unei mașini cu t.e.m. polară egală cu E'_d și reactanța longitudinală x'_d.

T.e.m. E'_d este o mărime de calcul proporțională cu fluxul total al înfășurării de excitație și în consecință nu se poate modifica prin salt. Aceasta este o proprietate importantă care permite determinarea modului de variație în timp a acestei t.e.m. și în consecință conform lui (4) variația în timp căutată a cuplului.

Se știe că între u_{ep} și E'_d există relația :

$$u_{epo} = u_{ep} + T_{do} \frac{dE'_d}{dt} \tag{5}$$

u_{epo} — t.e.m. polară anterioară perturbării regimului.

De asemenea :

$$E'_d = u_{ep} \frac{x'_d}{x_d} + \frac{x_d - x'_d}{x_d} u \cos \vartheta \tag{6}$$

Eliminînd pe u_{ep} din (5) și (6) se obține o ecuație diferențială în E'_d :

$$E'_d + T'_d \frac{dE'_d}{dt} = \frac{x'd}{x_d} u_{epo} + \frac{x_d - x'd}{x_d} u \cos \vartheta \tag{7}$$

În (7), $\vartheta = \vartheta(t)$ conform relației (1) și deci :

$\cos \vartheta = \cos \vartheta_1 \cos (\Delta_0 \cos ht) + \sin. \vartheta_1 \sin (\Delta_3 \cos ht)$.

Folosind dezvoltarea după funcțiile lui Bessell a lui sin (Δ_3 cos ht) și cos ht) și limitîndu-se la funcțiile Bessell de ordinul I,

$$\cos \vartheta = \cos \vartheta_1 \, I_0(\Delta_0) + 2 \sin \vartheta_1 \, I_1(\Delta_0) \cos ht.$$

Notînd $E'_d = y$ ecuația (7) ia forma:

$$y + T'_d y' = A + B \cos ht$$

$$\text{unde } A = \frac{x'_d}{x_d} u_{epo} + \frac{x_d - x'_d}{x_d} \cos \vartheta_1 I_0(\Delta_0) = u, \tag{8}$$

$$B = 2 \frac{x_d - x'_e}{x_d} \sin \vartheta_1 \, I_1(\Delta_0) \, u.$$

Soluția ecuației diferențiale este de forma:

$$y + y_p + y_t,$$

y_p – soluția particulară, $y_p = A + K_1 \cos ht + K_2 \sin ht$

y_t – soluția ecuației dif., $y_t = K_3 e^{-\frac{t}{T'_d}}$

– fără membrul 2

Înlocuind pe y_p în (8) și identificînd coeficienții se obțin:

$$K_1 = \frac{B}{1 + (hT'_d)^2},$$

$$K_2 = \frac{hT'_d B}{1 + (hT'_d)^2}.$$

Determinarea lui K_3 se face ținînd cont că t.e.m. E'_d nu se modifică prin salturi și deci în primul moment al perturbării regimului își conservă valoarea.

Avem la $t = 0$,

$$y = y(0) = u_{epo} \frac{x'_d}{x_d} + \frac{x_d - x'_d}{x_d} u \cos \vartheta_0 = K_3 + A + K_1.$$

Se cunoaște deci expresia $E'_d = f(t)$ cu luarea în considerare a procesului tranzitoriu electromecanic.

Înlocuind în (4) și grupînd termenii rezultă următoarea expresie finală pentru cuplul electromagnetic în regim tranzitoriu cu considerarea oscilațiilor rotorului scrisă în sistemul „per-unit".

$$M = \frac{u\,u_{epo}\sin\vartheta}{x_d} + u^2\left(\frac{1}{x'_d} - \frac{1}{x_d}\right)\left[e^{-\frac{t}{T'_d}}\cos\vartheta_0 + \left(1 - e^{-\frac{t}{T'_d}}\right)\cdot\right.$$

$$\left.\cdot\, I_0(\Delta_0)\cos\vartheta_1\right]\sin\vartheta - \frac{u^2}{2}\left(\frac{1}{x'_d} - \frac{1}{x_q}\right)\sin 2\vartheta +$$

$$+ u^2\,\frac{hT'_d}{1+(hT'_d)^2}\left(\frac{1}{x'_d} - \frac{1}{x_d}\right)2I_1(\Delta_0)\sin\vartheta_1\left[\sin ht +\right.$$

$$\left. + \frac{-\cos ht - e^{-\frac{t}{T'_d}}}{hT'_d}\right]\sin\vartheta. \qquad (9)$$

valabilă în cazul mașinii conectate la rețea.

*

* *

La stabilirea cuplului dinamic ce apare la conectarea unei mașini sincrone, trebuie observat că în acest caz nu se mai pot neglija componentele aperiodice ale curenților statorici ; cuplul electromagnetic dinamic M rezultă ca suprapunerea cuplurilor componentelor aperiodice M_{ap} și periodice M_e,

$$M = M_{ap} + M_e. \qquad (10)$$

Cuplul datorat componentei aperiodice a curentului statoric, B [7], rezultă de forma :

$$M_{ap} = \frac{1}{2}(\Delta U)^2\left(\frac{R^*_d}{Z^{*2}_d} + \frac{R^*_q}{Z^{*2}_q}\right)e^{-\frac{2t}{T_{a3}}}, \qquad (11)$$

în care

$$\Delta u^2 = u^2 + u_{epo}{}^2 - 2uu_{epo}\cos\vartheta_0\,;$$

$$Z^{*2}_d = R^{*2}_d = X^{*2}_d;\quad R^*_d = \frac{(x_d - x'_d)T_d}{1+T_d^2}\,;\quad X^*_d = \frac{x_d + x'_d T_d^2}{1+T_d^2}$$

și forme analoage pentru Z^*_q și R^*_q.

T_d, T_q – constantele de timp ale rotorului la mersul în gol după cele 2 axe, considerînd că în fiecare axă există cîte o singură înfășurare.

Cuplul dat de componentele periodice ale curenților se stabilește pe aceleași baze ca mai sus numai că pentru determinarea constantei K_3 trebuie să se țină cont din considerente de ordin fizic că $y(0)=E'_{d0}=u_{epo}$.

În continuare calculele se desfășoară ca în cazul mașinii conectate la rețea și rezultă pentru componenta Me a cuplului căutat, o expresie de forma :

$$M_e=\frac{u\cdot u_{epo}\sin\vartheta}{x_d}+u\cdot u_{epo}\left(\frac{1}{x'_d}-\frac{1}{x_d}\right)e^{-\frac{t}{T'_d}}\sin\vartheta+$$

$$+u^2\left(\frac{1}{x'_d}-\frac{1}{x_d}\right)(1-e^{-\frac{t}{T'_d}})\cdot I_0(\Delta_0)\cos\vartheta_1\sin\vartheta-\frac{u^2}{2}\cdot$$

$$\left(\frac{1}{x'_d}-\frac{1}{x_2}\right)\cdot\sin 2\vartheta+u^2\frac{hT'_d}{1+(hT'_d)^2}\left(\frac{1}{x'_d}-\frac{1}{x_d}\right)2\cdot I_1(\Delta_0)\sin\vartheta_1\cdot$$

$$\cdot\left[\sin ht+\frac{\cos ht-e^{-\frac{t}{T'_d}}}{hT'_d}\right]\cdot\sin\vartheta. \qquad (12)$$

Pe baza ecuațiilor (11), (22), se obține din (10) cuplul rezultant M, al mașinii ce se conectează la rețea.

În cele două cazuri analizate, curba cuplului rezultă ca o funcție de unghiul intern, derivata $\frac{d\vartheta}{dt}$, amplitudinea oscilațiilor Δ_0 și timp. Se observă că viteza de modificare a caracteristicii mecanice de la alura corespunzătoare regimului tranzitoriu la cea din regim stabilizat este condiționată de constanta de timp T'_d. Ultimul termen din relațiile (9), (12) în care intervine și frecvența oscilațiilor mecanice h, reprezintă contribuția cuplului asincron determinat de deplasarea rotorului față de cîmpul învîrtitor în timpul procesului tranzitoriu și condiționează viteza de amortizare a oscilațiilor. Fiind o fucție sinusoidală, el capătă o valoare variabilă pe o semiperioadă de oscilație și schimbă semnul într-o perioadă. Contribuția lui este cu atît mai mare, cu cît oscilațiile au amplitudine mai mare și constanta de timp T'_d valori mai mici (deci corespunzător pierderi în rotor mai mari).

3. Verificări experimentale

Verificarea experimentală a relațiilor stabilite s-a făcut pe 2 mașini sincrone identice notate prin 1, 2, cuplate mecanic, avînd următoarele date $P_n=150$ kVA, $U_n=400$ V, $I_n=217$ A, cos $\varphi_n=0{,}8$, $n=1\,000$ r/min.

Se consideră grupul mașinilor cuplate pornit prin sincronizarea la rețea a mașinii 1 și se urmărește procesul tranzitoriu la conectarea mașinii 2 la aceiași rețea, admisă de putere infinită. Se verifică astfel simultan expresiile cuplurilor dinamice atît pentru mașina conectată la rețea cît și pentru cea care se conectează.

Sînt oscilografiaţi tensiunea şi curenţii precum şi puterile pe maşinile cuplate şi unghiul intern al uneia, prin intermediul buclelor de putere de frecvenţa proprie redusă. În fig. 1 este dată oscilograma cuplării în paralel la reţea a maşinii 2 cu rotorul în scurtcircuit, maşina conectată 1 fiind slab excitată. Puterea P_1 pe maşina 1 este măsurată de buclele wattmetrice W_{11}, W_{21}, unghiul intern al maşinii 1 este dat de ordonata A conform relaţiei :

$$\vartheta = \vartheta_k + \arccos \frac{A}{A_{max}} \cdot \frac{u_0}{u_A},$$

unde ϑ_k, o valoare constantă stabilită anterior conectării maşinii 2, u_0, u_A — tensiunea reţelei, respectiv la $t=0$ şi la momentul măsurării lui A. Avînd dat decalajul mecanic al rotoarelor $\alpha=36°$ măsurat în grade electrice, este cunoscut şi unghiul intern al maşinii 2.

Prelucrarea oscilogramei este dată în fig. 2, 3. În fig. 2 alături de curbele experimentale s-au prezentat şi curbele calculate cu relaţiile analitice stabilite.

4. Concluzii.

Ecuaţiile stabilite pentru cuplurile electromagnetice dinamice iau în consideraţie pe lîngă procesul tranzitoriu electromagnetic şi oscilaţiile mecanice ale rotorului şi prin aceasta se ridică nivelul preciziei determinărilor în problemele de stabilitate dinamică ale maşinii sincrone.

Buna corespondenţă care se stabileşte între valorile măsurate şi calculate demonstrează că relaţiile analitice obţinute sînt corecte şi au valoare practică ; rezultă de aici că ipotezele de calcul introduse sînt justificate şi au considerat principalii factori ce condiţionează alura curbei cuplului.

Concordanţa dintre mărimile calculate şi experimentale conduce de asemenea la concluzia utilă pentru practica încercărilor că metoda de măsură folosită este corectă şi permite determinări cantitative.

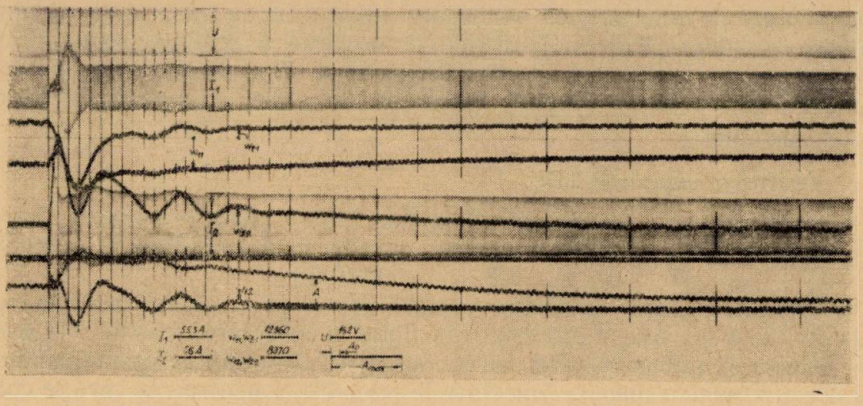


Fig.. 1. Oscilografierea proceselor la conectarea la reţea a maşinii 2.

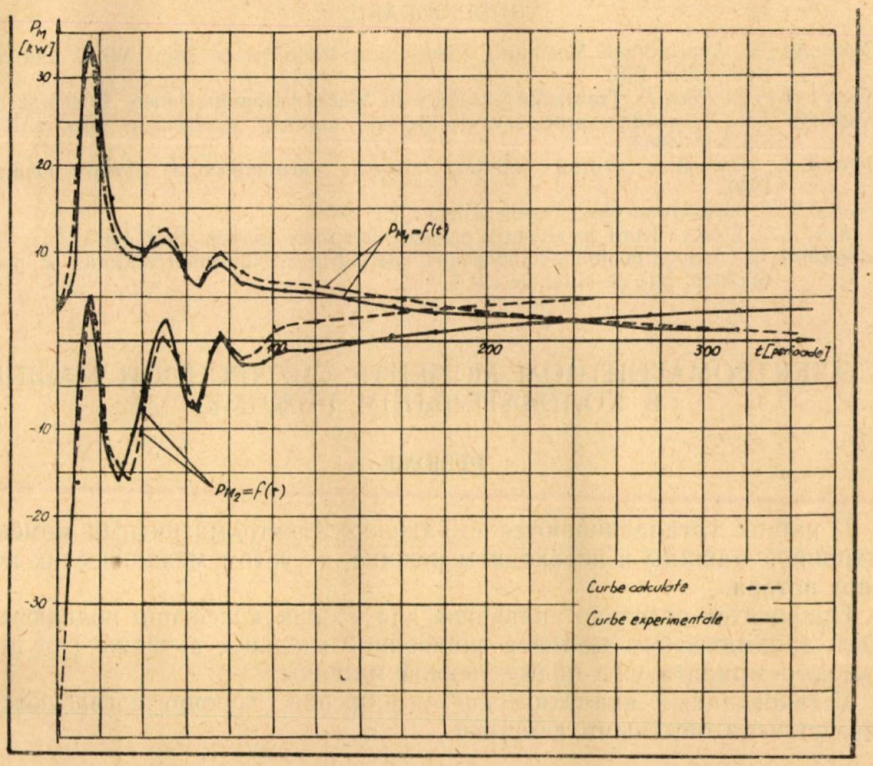


Fig. 2. Curbele teoretice și experimentale ale puterilor electromagnetice.
Fig. 1.

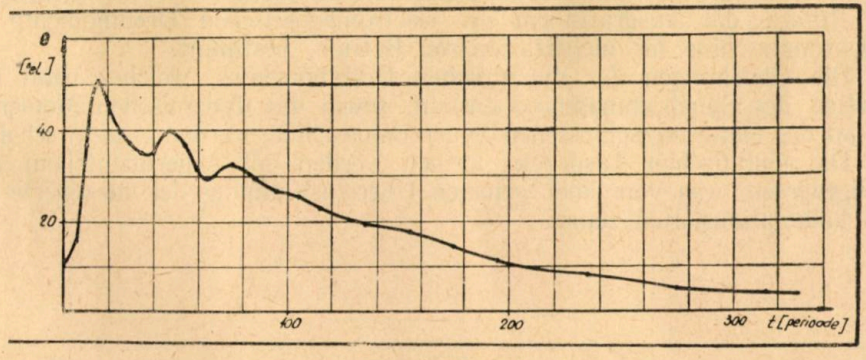


Fig. 3. Curba $\delta=f(t)$.

BIBLIOGRAFIE

1. *Concordia Ch.*, Synchronous Machines, Theory and Performance John Wiley and Sons, New York, 1951.
2. *Kovacs K.P.* şi *Racz I.*, Transiente Vorgänge in Wechselstrommaschinen. Budapest 1959.
3. *Kazovschi E.I.*, Perehodnîe proţesî v electriceskih maşinah peremenovo toka. IAN S.S.S.R. 1962.
4. *Gorev A.A.*, Perehodnîe proţesî sinhronoi maşinî. Gosenergoizdat Moscova-Leningrad 1950.
5. *Jdanov A.S.*, Ustoicivost electriceskih sistem GEI 1948.
6. *Vajnov A.I.*, Osnovî teorii perehodnîh proţesov sinhronoi maşini. GEI 1960.
7. *Cîmpeanu A.*, Asupra cuplului componentei aperiodice a curentului statoric al maşinii sincrone. Bul. şt. şi tehnic I.P.T.

ОБ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОМ МОМЕНТЕ СИНХРОННОЙ МАШИНЫ В КОЛЕБАТЕЛЬНОМ РЕЖИМЕ

РЕЗЮМЕ

В работе устанавливаются выражения электромагнитных моментов синхронной машины в переходном режине, с учетом механических колебаний ротора.

Приводятся отдельно уравнения для возникающей при подключении к сети динамического момента синхронной машины, а также кля динамического момента уже подключенной машины.

Установленные аналитические выражения, хорошо согласуются с приведенными опытными данными.

ZUSAMMENFASSUNG

ÜBER DAS ELEKTROMAGNETISCHE DREHMOMENT DER SYNCHROMMASCHINE IM SCHWINGZUSTAND

In dieser Arbeit werden, unter Beachtung der mechanischen Schwingungen des Rotors, die Ausdruksform der electromegnetischen Drehmomente der Synchronmaschine für nichtstazionären Betrieb, bestimmt.

Die Gleichungen des dynamischen Drehmomentes, welches beim Einschalten der Synchronmaschine ensteht, sowie des dynamischen Momentes, der an das Netz angeschlossenen Synchronmaschine, werden einzeln erhalten.

Die analytischen Ausdrucks formen werden auf experimentellem Weg nachgewiesen, was von einer genauen Ubereinstimmung der messwerte mit den kalkulationsdaten zeugt.

APLICAREA CALCULULUI CU MĂRIMI COMPLEXE LA STUDIUL FORȚELOR ELECTRODINAMICE CARE SE EXERCITĂ ASUPRA SISTEMELOR TRIFAZATE CU CONDUCTE RECTILIINII PARALELE.

DE

T. DRAGOMIR

1. Introducere

În literatura de specialitate se întîlnește, în general, calculul forțelor electrodinamice care se exercită asupra unui sistem de conducte rectilinii, paralele, filiforme și infinit lungi parcurse de un sistem de curenți trifazici, numai în cazul unor configurații particulare a conductelor (conducte coplanare sau echidistante) [1]—[3]. Metodele de calcul utilizate se bazează pe determinarea componentelor forțelor după două axe rectangulare alese convenabil, interpretarea rezultatelor fiind diferită de la caz la caz.

Folosirea mărimilor complele permite generalizarea calculului acestor forțe pentru situația în care conductele paralele au o poziționare reciprocă oarecare facilitînd în acest caz evidențiera clară a forțelor ca vectori spațio-temporale și interpretarea simplă a relațiilor de calcul obținute.

Lucrarea urmărește să completeze metodele de calcul existente, punînd la îndemînă un procedeu unitar suficient de simplu și exact.

2. Metoda de calcul

2. 1. *Principiul metodei.* Forța care se exercită asupra uneia dintre conductele unui sistem trifazat se determină pe baza principiului suprapunerii efectelor, rezultînd prin însumarea a două componente corespunzătoare interacțiunii dintre curentul conductei respective și cîmpul magnetic al fiecăruia din curenții ce parcurg celelalte două conducte. Prin folosirea în calcule a vectorilor complexi sub forma $W = W_e^{j\theta}$ (W fiind modulul vectorului W, iar θ argumentul acestuia), rezultă în final, posibilitatea de a scrie forța care se exercită asupra oricăreia dintre conducte sub forma $f = C\,E$. În această relație C este o constantă iar E un vector complex, care pot fi determinați ușor pe baza relațiilor deduse în lucrare. Analizînd expresia lui E, rezultă că hodograful acestuia este o elipsă, care se reduce la curbe mai simple în cazurile particulare întîlnite fercvent în literatură.

2. 2. *Relații de calcul.* Se consideră o linie trifazată, formată din trei conducte filiforme, rectilinii, paralele și infinit lungi A, B, C, (fig. 1) parcurse de curenții sinusoidali :

$$i_A = i_m \cdot \sin \omega \cdot t$$

$$i_B = i_m \cdot \sin\left(\omega \cdot t - \frac{2\pi}{3}\right) \tag{1}$$

$$i_C = i_m \cdot \sin\left(\omega \cdot t + \frac{2\pi}{3}\right)$$

ce au același sens pozitiv.

Laturile triunghiului ABC considerate ca segmente orientate în complex satisfac condiția :

$$a+b+c=0 \tag{2}$$

Diagonala paralelogramului format cu b și c este :

$$d=-c+b \tag{3}$$

Fie Δ bisectoarea interioară a unghiului A și r_A simetrica suportului lui d față de această bisectoare. Axa reală a planului complex se consideră cu originea

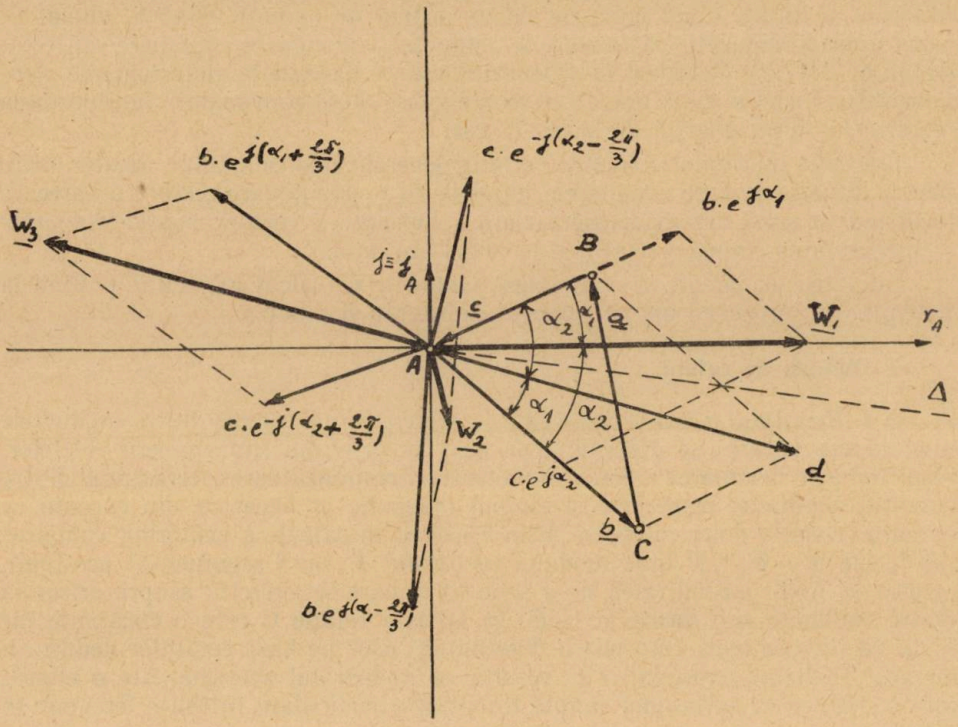


Fig. 1.

în A și orientată după r_A, notîndu-se cu α_1 și α_2 unghiurile pe care aceasta le formează cu $-c$ și b Deci :

$$\alpha_1+\alpha_2=A$$
$$c=-c\cdot e^{j\cdot\alpha_1}$$
$$b=b\cdot e^{-j\cdot\alpha_2} \tag{4}$$

Potrivit afirmațiilor făcute la prezentarea principiului metodei, forța exercitată pe unitatea de lungime, a conductei A are expresia :

$$f_A=\frac{\mu_0}{2\pi c}i_A\cdot i_B\cdot e^{j\cdot\alpha_1}+\frac{\mu_0}{2\pi b}i_A\cdot i_C\cdot e^{-j\cdot\alpha_2}, \tag{5}$$

μ_0 fiind permeabilitatea vidului.
Înlocuind curenții cu valorile din (1) și făcînd notațiile :

$$W_1=b\cdot e^{j\cdot\alpha}+c\cdot e^{-j\cdot\alpha_2}$$
$$W_2=b\cdot e^{j\cdot\alpha_1}e^{-j\cdot\frac{2\pi}{3}}+c\cdot e^{-j\cdot\alpha_2}\cdot e^{j\cdot\frac{2\pi}{3}} \tag{6}$$
$$W_3=b\cdot e^{j\cdot\alpha_1}e^{-j\cdot\frac{2\pi}{3}}+c\cdot e^{-j\cdot\alpha_2}\cdot e^{-j\cdot\frac{2\pi}{3}}$$

respectiv :

$$E_A=-W_1-W_2\cdot e^{j2\cdot\omega t}-W_3\cdot e=^{-j2\omega\cdot t}$$

se obține :

$$f_A=\frac{\mu_0\cdot i_m^2}{8\pi\cdot b\cdot c}\cdot E_A \tag{8}$$

Prin urmare vectorul forță f_A poate fi determinat la un moment dat ca valoare și orientare cu ajutorul vectorului complex spațio-temporal E_A, al cărui modul are dimensiunea : lungime.

În fig. 1 se arată cum se obțin vectorii W_1, W_2, W_3, remarcînd că W_1 se găsește așezat după axa reală. Analizînd relațiile (6) se observă că :

$$W_1+W_2+W_3=0 \tag{9}$$

Din (7) rezultă că hodograful lui E este o elipsă cu centrul în punctul O , de vector de poziție $-W_1$ (fig. 2), și cu semiaxele :

$$OH=W_3+W_2$$
$$OI=W_3-W_2 \tag{10}$$

Axele elipsei sînt bisectoarele (interioară și exterioară) unghiului format de $-W_2$ și $-W_3$.

Pe acest hodograf vectorul E_A se obține cu ajutorul punctelor A, O_A, 3 și 2. Sensul pozitiv de cotare a unghiurilor este considerat sensul trigonometric.

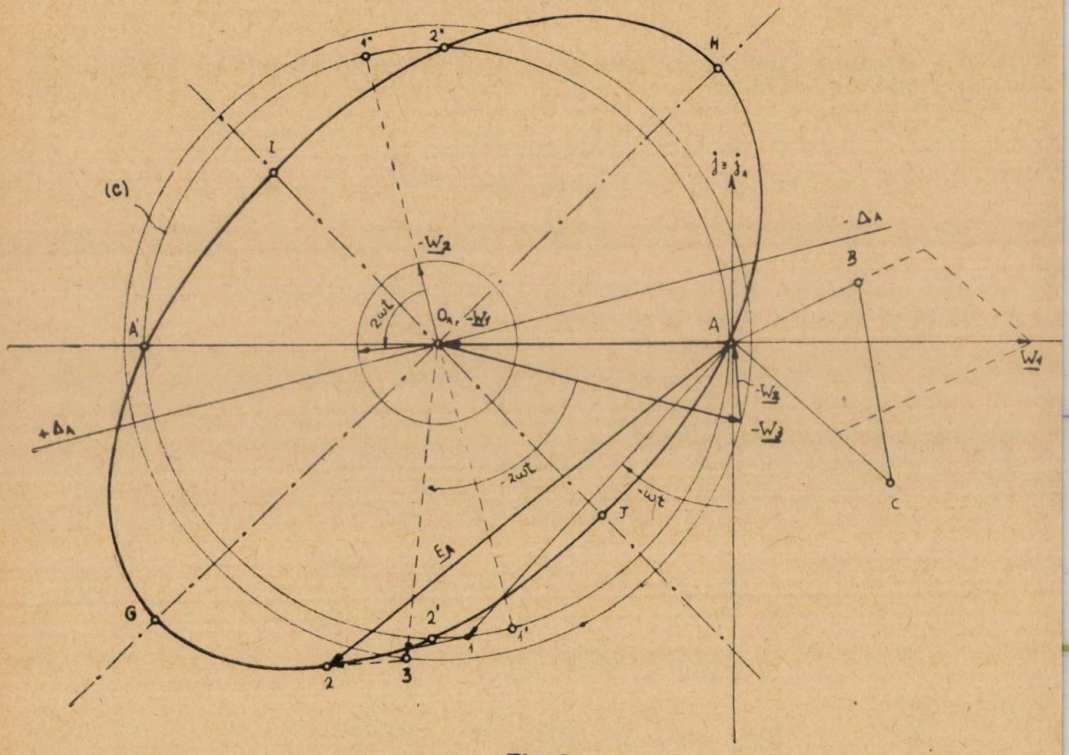

H
1'
2'
I
(C)
$\dot{j} = \dot{j}_A$
$-\Delta_A$
B
$-W_2$
$2\omega t$
O_1, $-W_1$
A'
A
W_1
$+\Delta_A$
$-W_2$
$-W_2$
$-2\omega t$
$-\omega t$
J
C
E_A
G
2'
O_1'
1
2
3

Fig. 2.

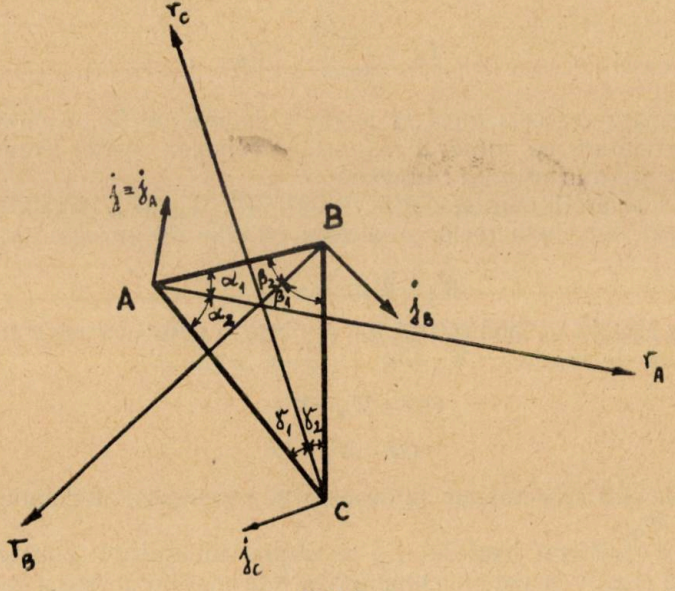

r_C
$\dot{j} = \dot{j}_A$
B
A
α_1
β_2
β_1
α_2
$\dot{j}_B$
r_A
γ_1
γ_2
C
r_B
$\dot{j}_C$

Fig. 3.

Tot din (7) rezultă că într-o perioadă de variație a curentului punctul 2 descrie elipsa de două ori și că această mișcare se face în sens orar, deoarece $W_3 > W_2$.

O altă posibilitate, intuitivă de obținere a punctului 2 este prezentată în anexă.

În fig. 3 se arată că axele reale r_A, r_B, r_C corespunzătoare unghiurilor A, B, C sînt concurente. Rotind axa r_A cu unghiul $-(\pi-\alpha_1-\beta_2)$, ea va deveni paralelă cu r_B, iar rotind-o cu $(\pi-\gamma_1-\alpha_2)$ va deveni paralelă cu r_C.

Forțele specifice ce se exercită asupra conductoarelor din B și C față de sistemele proprii de axe (r_B, respectiv r_C axe reale) vor avea expresiile:

$$f_B = \frac{\mu_0 \cdot i_m^2}{8\pi \cdot c \cdot a} \cdot E_B ; \quad f_C = \frac{\mu_0 \cdot i_m^2}{8\pi \cdot a \cdot b} \cdot E_C \tag{11}$$

iar față de axe paralele cu r_A, duse prin B și C:

$$f_B = \frac{\mu_0 i_m^2}{8\pi c \cdot a} \cdot E_B \, e^{-j(\pi-\alpha_1-\beta_2)} ; \quad f_C = \frac{\mu_0 i_m^2}{8\pi ab} \cdot E_C \cdot e^{j(\pi-\gamma_1-\alpha_2)} \tag{12}$$

E_B și E_C se obțin din E_A prin permutarea $A \to B \to C$, $a \to b \to c$, respectiv $\alpha \to \beta \to \gamma$. Hodograful fiecăreia va fi tot o elipsă.

Din (5) și din expresiile deduse prin permutări circulare din aceasta, se observă că f_A, f_B și f_C satisfac identitatea:

$$f_A + f_B + f_C = 0 \tag{13}$$

3. Aplicarea metodei în cazuri particulare întîlnite în practică

Considerăm următoarele cazuri particulare:

3.1. Forțe electrodinamice la o rețea trifazată cu conducte paralele coplanare (fig. 4);

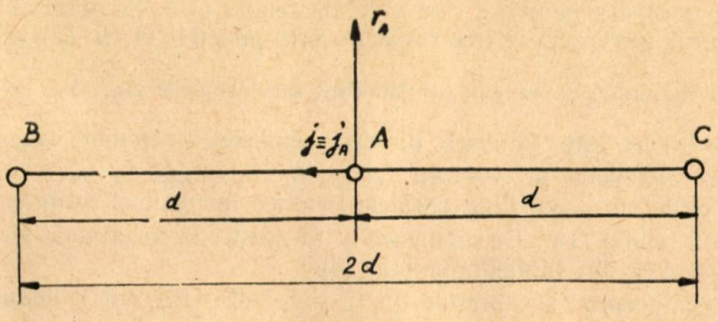


Fig. 4.

Se observă în acest caz că $A=\pi$, $B=C=0$, $\alpha_1=\alpha_2=\frac{\pi}{2}$, $\beta_1=\beta_2=\gamma_1=\gamma_2=0$, $a=2d$, $b=c=d$.

Folosind egalitățile (6), (7), (8), (12) și (13), după efectuarea calculelor se obțin relațiile:

$$f_A=-j\cdot\frac{\sqrt{3}}{2}\cdot\sigma\cdot i_m^2\cdot\sin 2\omega\cdot t$$

$$f_B=j\cdot\frac{\sqrt{3}}{2}\cdot\sigma\cdot i_m^2\cdot\sin\left(\omega\cdot t-\frac{2\pi}{3}\right)\cdot\sin\left(\omega\cdot t-\frac{5\pi}{6}\right) \tag{14}$$

$$F_C=j\cdot\frac{\sqrt{3}}{2}\cdot\sigma\cdot i_m^2\cdot\sin\left(\omega\cdot t+\frac{2\pi}{3}\right)\cdot\sin\left(\omega\cdot t-\frac{\pi}{6}\right)$$

în care:

$$\sigma=\frac{\mu_0}{2\pi a} \tag{15}$$

Rezultatele sînt identice cu cele din bibliografia [1]–[3]. Forțele f_A, f_B, f_C se găsesc în planul conductelor și sînt orientate după axa j.

3.2. Forțe electrodinamice la o rețea trifazată cu conducte paralele așezate în vîrfurile unui triunghi echilateral (fig. 5).

În acest caz: $A=B=C=\frac{\pi}{3}$, $a=b=c=d$, $\alpha_1=\alpha_2=\beta_1=\beta_2=\gamma_1=\gamma_2=\frac{\pi}{6}$ Cu ajutorul relațiilor amintite înainte, după efectuarea calculelor se obțin următoarele expresii ale forțelor specifice:

$$f_A=\frac{\sqrt{3}}{2}\cdot\sigma\cdot i_m^2\cdot e^{j\left(\frac{3\pi}{2}-\omega\cdot t\right)}\cdot\sin\omega\cdot t$$

$$f_B=\frac{\sqrt{3}}{2}\cdot\sigma\cdot i_m^2\cdot e^{j\left(\frac{3\pi}{2}-\omega\cdot t\right)}\cdot\sin\left(\omega\cdot t+\frac{2\pi}{3}\right) \tag{16}$$

$$f_C=\frac{\sqrt{3}}{2}\cdot\sigma\cdot i_m^2\cdot e^{j\left(\frac{3\pi}{2}-\omega\cdot t\right)}\cdot\sin\left(\omega\cdot t-\frac{2\pi}{3}\right)$$

Și în acest caz pentru σ este valabilă relația (15). Se observă că elipsele se transformă în cercuri ce trec respectiv prin punctele A, B, C. Cele 3 cercuri au același diametru $\frac{\sqrt{3}}{2}\cdot\sigma\cdot i_m^2$. Considerăm semidreptele Δ_A, Δ_B, Δ_C, toate cu direcția $e^{j\cdot\frac{3\pi}{2}}$ care este totodată direcția semiaxei imaginare negative corespunzătoare conductei A. Vectorii f_A, f_B, f_C formează cu aceste semidrepte unghiuri egale cu $-\omega t\cdot$ fiind paralele în orice moment și rotindu-se sincron. Ei respectă relația (13). De asemenea și în acest caz rezultatele obținute sînt identice cu cele din bibliografia [1]–[3] .

Se menționează că expresiile lui f_B și f_C din (16) pot fi deduse pornind direct de la relația fundamentală (5).

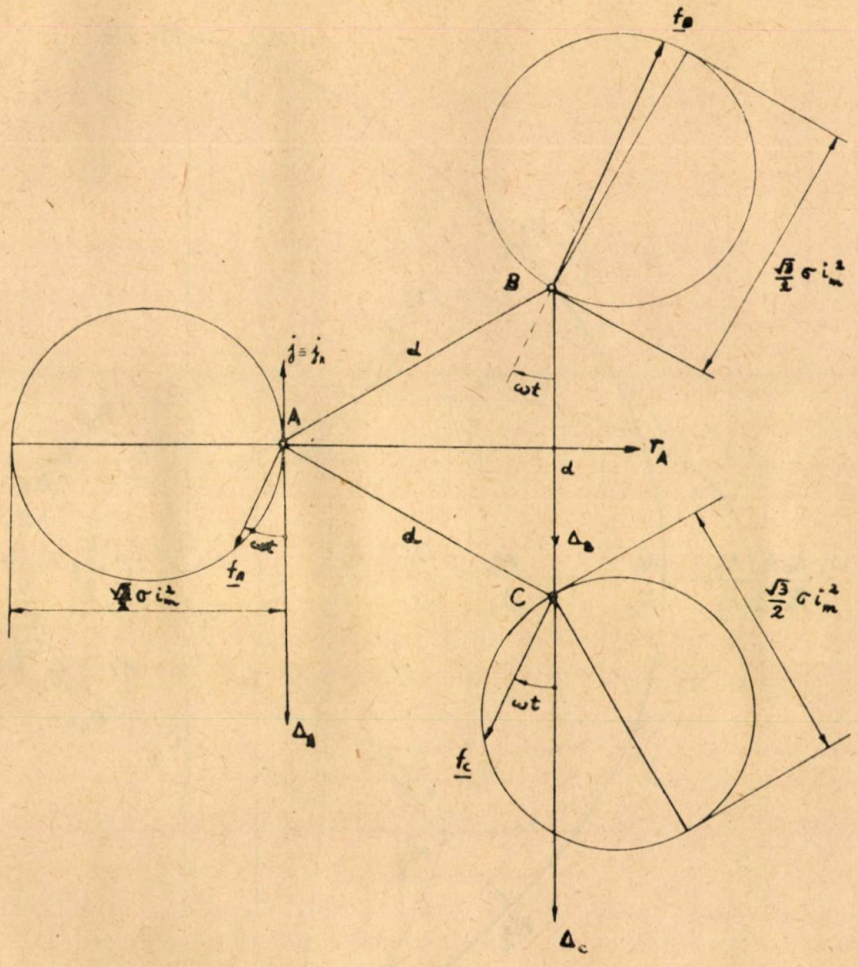


Fig. 5.

3.3. *Forțe electrodinamice la o rețea trifazată cu conducte paralele așezate în vîrfurile unui triunghi isoscel.*

În continuare se va analiza un alt caz de interes practic, cînd conductele unui sistem trifazat (paralele, rectilinii, filiforme infinit lungi) sînt dispuse în vîrfurile unui triunghi isoscel A, B, C, care are $AB=AC=a=$ const. și unghiul $A=2\alpha$ variabil (fig. 6). Curenții au expresiile din (1).

Vom urmări cum variază în plan ca valoare și orientare, valoarea maximă a forței electrodinamice ce se exercită asupra conductei A, atunci cînd unghiul α ia valori cuprinse între 0 și $\frac{\pi}{2}$ radiani.

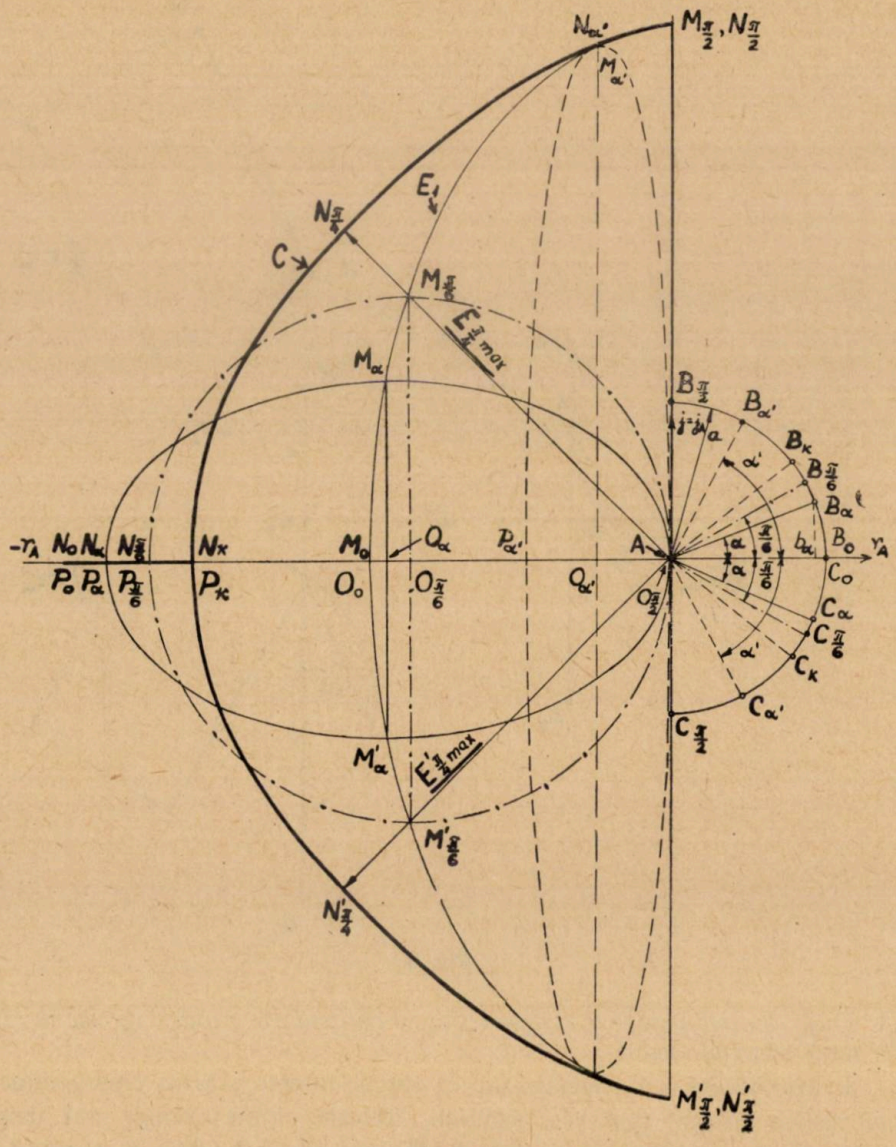


Fig. 7.

Pentru cele ce urmează s-a adoptat următoarea convenţie de notare : mărimile corespunzătoare unei poziţii oarecare a conductelor B şi C, caracterizată de parametrul α vor primi indicele α. Exemplu : B_α , C_α , $E_{A\alpha}$, $E_{A\alpha}$ etc.

Triunghiul ABC fiind isoscel, axa reală r_A a planului complex este bisectoarea unghiului A. Din (6) rezultă:

$$W_{1a}=2\,a\cdot\cos\alpha,\quad W_{2a}=2\,a\cdot\cos\left(\frac{2\pi}{3}-\alpha\right);W_{3a}=2\,a\cdot\cos\left(\frac{2\pi}{3}+\alpha\right) \tag{17}$$

Din (17) rezultă că vectorii W_{1a}, W_{2a}, W_{3a} sînt dirijați după axa reală. Prin urmare elipsa:

$$E_{Aa}=-W_{1a}-W_{2a}\cdot e^{j\cdot 2\omega\cdot t}-W_3\cdot e^{-j\cdot 2\omega\cdot t} \tag{18}$$

are centrul O_a dat de vectorul de poziție $W_{Oa}=-W_{1a}$, o axă suprapusă peste axa reală, iar a doua perpendicular pe aceasta.

Elipsa E_{Aa} se poate trasa cunoscîndu-i centrul O_a și semiaxele $AO_a=W_{1a}$, respectiv $O_a\,M_a$. Se poate demonstra că locul geometric al punctului M_a este este elipsa E_1 cu centrul în A, avînd semiaxa orizontală $AM_0=2\,a$, iar semiaxa verticală $AM_{\frac{\pi}{2}}=2\,a\cdot\sqrt{3}$.

Cunoscînd aceste elemente rezultă următoarea construcție simplă a elipsei E_a. Fie b_a piciorul perpendicularei din B_a pe axa reală. Pe semiaxa reală negativă se determină punctele O_a și P_a astfel încît

$$O_a\,A=2\,A\,b_a=2\,a\cdot\cos\alpha;\qquad P_a\,A=2\cdot O_a\,A.$$

Perpendiculara pe axa reală dusă prin O_a taie elipsa E_1 în două puncte M_a și M'_a, simetric așezate față de axa reală. Elipsa căutată trece prin punctele A, M_a. P_a, M'_a.

Fiind cunoscute elipsele E_{Aa} trebuie determinat locul geometric al punctului N_a, pentru care $f_{Aa}(t)$ ia valoarea maximă, condiție ce implică ca $E_{Aa}(t)$ să fie maxim, valoarea notată cu $E_{Aa\,max}$.

Din (17) și (18) se găsesc modulul și argumentul vectorului $E_{Aa}(t)$:

$$E_{Aa}(t)=2\,a\cdot\sqrt{(1-\cos 2\omega\cdot t)^2\cdot\cos^2\alpha+3\sin^2 2\omega.t\cdot\sin^2\alpha},$$

$$\arg E_{Aa}(t)=\pi+\operatorname{arctg}\cdot\frac{\sqrt{3}\cdot\sin 2\omega t\cdot\sin\alpha}{(1-\cos 2\omega\cdot t)\cdot\cos\alpha} \tag{19}$$

rezultînd posibilitatea de a-l scrie pe $E_{Aa}(t)$ sub forma:

$$E_{Aa}(t)=E_{Aa}(t)\cdot e^{j\cdot\arg E_{Aa}(t)} \tag{20}$$

Studiul analitic al expresiei lui $E_{Aa}(t)$ arată că pentru:

$$\alpha\in[0\div\arccos\sqrt{0{,}6}\,]$$

$$E_{Aa\,max}=-4\,a\,\cos\alpha \tag{21}$$

iar pentru :

$$\alpha \in [\arccos\sqrt{0{,}6} \div \frac{\pi}{2}]$$

$$E_{A\alpha\, max} = -\frac{6a \cdot \sin^2\alpha}{\sqrt{3\sin^2\alpha - \cos^2\alpha}} \cdot \exp\left(\pm j \cdot \operatorname{arctg}\sqrt{3\operatorname{tg}^2\alpha - 2}\right) \tag{22}$$

Hodograful lui $E_{A\alpha\, max}$ constă din segmentul $N_0\, N$ corespunzător lui (21) și din curba C, simetrică față de axa reală, corespunzătoare lui (22), ce trece prin punctele $N_{\frac{\pi}{2}}$, N_α, $N_{\frac{\pi}{4}}$, N_k, $N'_{\frac{\pi}{4}}$, $N'_{\frac{\pi}{2}}$.

Pentru $\alpha = \arccos\sqrt{0{,}6}$ valorile maxime date de (21) și (22) sînt identice rezultînd punctul N_k.

Momentele în care se obțin valorile maxime sînt

$$t = \frac{\pi}{\omega} \cdot \left(p - \frac{1}{2}\right) \tag{23}$$

pentru α $[0 \div \arccos\sqrt{0{,}6}]$ și p = număr întreg ;

$$t = \frac{1}{\omega} \cdot \left(p\pi \pm \frac{1}{2} \arccos \frac{-\cos^2\alpha}{3\sin^2\alpha - \cos^2\alpha}\right) \tag{24}$$

pentru $\alpha \in [\arccos\sqrt{0{,}6} \div \frac{\pi}{2}]$ și p = număr întreg.

Este importantă și găsirea acelui unghi α pentru care $E_{A\alpha\, max}$ ia valoarea minimă. Din analiza modulelor vectorului $E_{A\alpha\, max}$, corespunzătoare expresiilor (21) și (22), rezultă că această valoare minimă se obține pentru : $\alpha = \frac{\pi}{4}$, astfel că :

$$(E_{\alpha\, max})_{min} = -3\, a \cdot e^{\pm j \cdot \frac{\pi}{4}} = E_{\frac{\pi}{4}\, max} \tag{25}$$

4. Concluzii.

Calculînd forțele care se exercită asupra sistemelor trifazate cu conducte rectilinii, paralele cu ajutorul mărimilor complexe, rezultă că în cazul general (al conductelor poziționate în vîrfurile un triunghi oarecare), hodograful vectorului forță este o elipsă, care se reduce în cazurile particulare prezentate, la un segment de dreaptă, respectiv un cerc. Metoda se poate extinde și în cazul a n conducte paralele poziționate oricum în spațiu, pentru vectorul complex rezultat putîndu-se pune în evidență modulul și argumentul, respectiv caracterul de mărime spațio-temporală.

În cazul plasării conductelor în vîrfurile unui triunghi isoscel, hodograful obținut pentru valoarea maximă a forțelor ce acționează asupra conductei

din vîrful triunghiului, atunci cînd unghiul corespunzător ia valori între $0-\pi$ radiani, permite să se calculeze solicitările mecanice ale izolatoarelor de susținere în diferite situații din practică.

BIBLIOGRAFIE

1. *I. Suciu*, Aparate electrice, Editura didactică și pedagogică, București, 1968.
2. *G. Hortopan*, Aparate electrice, Editura didactică și pedagogică, București, 1967.
3. *M.A. Babicov*, Aparate electrice, Editura energetică de stat, București, 1953.

ANEXA

Transformînd expresia (7) cu ajutorul lui (9) obținem

$$E_A = 2\,W_1 \cdot e^{j\left(\frac{3\pi}{2}-\omega \cdot t\right)}, \sin 2\omega \cdot t + 2\,W_2 \cdot e^{-j \cdot \frac{\pi}{2}} \cdot \sin 2\omega :$$

Primul termen are drept hodograf cercul (C) cu centrul în O_A, de rază W_1 (fig. 2) și care trece prin A. Considerăm semiaxa Δ_A ce pleacă din A și face cu axa reală unghiul de $\frac{3\pi}{2}$. Punctul curent al cercului este notat cu 1. El se mișcă în sens orar pe cercul (C), raza vectoare A 1 făcînd cu axa Δ_A unghiul $-\omega t$. Cunoscînd deci semiaxa Δ_A, cercul (C) și unghiul ωt, determinarea punctului 1 este imediată.

Cel de-al doilea termen are drept hodograf un segment paralel între orice moment cu direcția determinată de vectorul $W_2 e^{-j \cdot \frac{\pi}{2}}$, marcată prin dreapta $+\Delta'_A$. Sensul determinat pe această direcție de $-W_2 e^{-j\frac{\pi}{2}}$ este notat cu $-\Delta'_A$.

Construind elipsa (fig. 2) cu ajutorul semiaxelor din (10) rezultă următoarea metodă simplă de determinare a punctului curent 2:

– se determină punctul 1 ca mai sus, cunoscînd pe ωt.

– prin 1 se duce o paralelă cu Δ'_A. Cînd 1 se găsește pe semicercul inferior, punctul 2 rezultă la intersecția cu elipsa a paralelei cu $+\Delta'_A$, iar cînd descrie semicercul superior la intersecția cu elipsa a paralelei cu $-\Delta'_A$.

Observație: Fie 2′ și 2″ punctele de intersecție ale elipsei cu (C). Prelungirile lui W_2 taie cercul (C) în 1′. și 1″. În cazul cînd 1′ și 1″ rezultă în exteriorul elipsei, dacă 1 parcurge drumul de la 1′ la 2′, punctul 2 va fi considerat cel mai depărtat punct de intersecție cu elipsa al paralelei cu $+\Delta'_A$. Cînd 1 se găsește între 1″ și 2″, afirmația este valabilă cu privire la $-\Delta'_A$.

ПРИМЕНЕНИЕ РАСЧЕТА В КОМПЛЕКСНЫХ ВЕЛИЧИНАХ К ИССЛЕДОВАНИЮ ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКИХ СИЛ, ВОЗДЕЙСТВУЮЩИХ НА ТРЕХФАЗНЫЕ СИСТЕМЫ С ПРЯМОЛИНЕЙНЫМИ, ПАРАЛЛЕЛЬНЫМИ ПРОВОДНИКАМИ.

РЕЗЮМЕ

Используя комплексные величины для расчета сил воздействующих на систему из трех параллельных, прямолинейных, нитиобразных, конечно длиных проводников, через которые проходят трехфазные, симетричные симетричные токи, был получен простым путём расчет с результатами позволяющими графическую интерпретация, полезную для понимания рассмотренного явления и решения некоторых практических задач.

В работе приводится метод и расчетные соотношения, даются частные результаты в двух случаях часто встречающихся в литературе и в практике эксплуатации (система с тремя копланарными проводниками и система с трем япроводниками локализируванными на вершинах равнестоннего треугольника) и анализируется решение случая представляющего практический интерес.

THE APPLICATION OF COMPLEX VALUES CALCULUS IN THE STUDY OF ELECTRODYNAMIC FORCES WHICH ARE EXERTING THEMSELVES UPON THREE-PHASE SYSTEMS WHITH PARALLEL, RECTILINEAR CONDUCTORS.

(SUMMARY)

Using complex values by the reckoning of forces which drive a three parallel, rectilinear, filiform and infinit long conductors system, traversed by symmetrical three-phase currente, we have obtained an easy calculus methode. The results allow us a graphic interpretation which is useful in the understanding of the analysed phenomenon, and the solution of practical problems.

The paper is presenting methods and calculus relations ; the relts are particularised for two often met cases in literature and employment : the system with three conductors situated in the vertex of an equilateral triangle. There is also analysed the solution of a practical case.

O METODĂ PRACTICĂ DE ATRIBUIRE A STĂRILOR AUTOMATELOR FINITE SINCRONE

DE
V. POP

1. Introducere

Complexitatea schemei logice combinaționale a unui automat finit depinde nu numai de numărul de stări interne ale automatului, ci și de modul în care s-a făcut atribuirea acestor stări, adică de corespondența stabilită între stările automatului, notate simbolic $S_1, S_2, \ldots, S_n$ și n dintre combinațiile diferite de stări ale celor m bistabile din bucla de reacție a automatului, unde $n \leqslant 2^m$. (fig. 1).

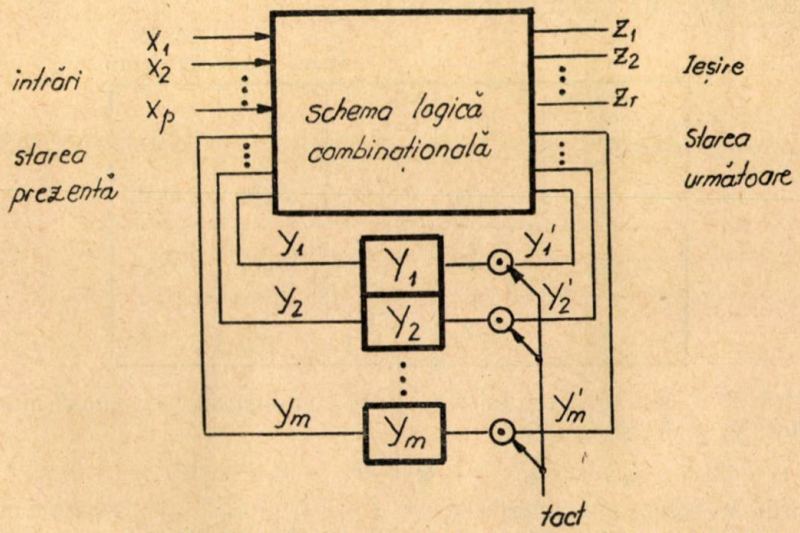


Fig. 1. Modelul general al unui automat finit sincron.

Pentru ca schema logică combinațională a automatului să fie de cost minim, trebuie să se facă o astfel de atribuire a stărilor încît expresiile logice obținute pentru ieșirile automatului (1) și expresiile logice obținute pentru stările următoare ale bistabilelor din bucla de reacție (2) să conțină

$$Z_1 = F_1(X_1, X_2, \ldots, X_p, Y_1, Y_2, \ldots, Y_m)$$
$$Z_r = F_r(X_1, X_2, \ldots, X_p, Y_1 Y_2, \ldots, Y_m) \quad (1)$$
$$Y_1' = \psi_1(X_1, X_2 \ldots, X_p, Y_1, Y_2, \ldots, Y_m)$$
$$Y_m' = \psi_m(X_1, X_2 \ldots, X_p Y_1, Y_2, \ldots, Y_m) \quad (2)$$

cît mai puţini termeni, iar aceşti termeni la rîndul lor să conţină fiecare cît mai puţine variabile. Găsirea unei atribuiri care să satisfacă aceste cerinţe în cazul general este foarte dificilă. În literatură [1,2,3] se descriu metode de atribuire care permit obţinerea expresiilor minime ale stărilor următoare pentru un automat dat. Aceste metode necesită însă un volum mare de calcul şi nu ţin cont de expresiile ieşirilor. Există şi metode mai simple de atribuire a stărilor care dau rezultate mulţumitoare, [2] însă şi aceste metode se referă numai la ecuaţiile stării următoare. În lucrare se prezintă o metodă de atribuire care ţine cont în egală măsură de ecuaţiile stării următoare şi de ecuaţiile de ieşire. Metoda permite alegerea vectorilor binari care codifică stările interne ale automatului, folosind tabelul tranziţiilor şi al ieşirilor. Din acest motiv se poate aplica cu uşurinţă la proiectarea optimă a schemelor logice pentru automatele secvenţiale sincrone.

2. Principiul metodei

Să considerăm automatul finit sincron, M, a cărui comportare este definită de tabelul tranziţiilor şi al ieşirilor (tabelul 1) în care S_k, pentru $k=1,2,3$ reprezintă stările interne, Z_i, pentru $i=1,2$ reprezintă ieşirile, iar I_j, pentru $j=1,2,3,4$ reprezintă intrările automatului.

Tabelul 1

Starea următoare / ieşire

intrarea / starea prezentă	I_1	I_2	I_3	I_4
S_1	S_1/Z_1	S_2/Z_1	S_3/Z_2	S_2/Z_1
S_2	S_2/Z_1	S_3/Z_2	S_1/Z_1	S_3/Z_2
S_3	S_3/Z_1	S_1/Z_2	S_1/Z_2	S_1/Z_2

Intrările I_j ale automatului corespund combinaţiilor de valori binare ale intrărilor X_1 şi X_2 şi anume:

$$I_1 <=> 00, \quad I_2 <=> 01, \quad I_3 <=> 11, \quad I_4 <=> 10,$$

iar ieşirile le corespund valorile binare $Z_1 <=> 0$ şi $Z_2 <=> 1$. Deoarece numărul stărilor interne, n, este egal cu 3, iar $2^1<3<2^2$, pentru sinteza automatului sînt necesare 2 bistabile. Cele două bistabile se notează cu A şi B.

Pentru a putea stabili un criteriu de atribuire optimă a stărilor, se consideră următoarea atribuire simbolică:

$$S_1 <=> a_1 b_1, \quad S_2 <=> a_2 b_2, \quad S_3 <=> a_3 b_3,$$

unde a_i şi b_i pentru $i=1,2,3$ au valorile 0 sau 1. Cu această atribuire se poate întocmi un nou tabel al tranziţiilor, tabelul 2. Din tabelul 2 se pot scrie ecuaţiile stării următoare a bistabilelor A şi B, notate A' respectiv B' şi ecuaţia ieşirii Z[2,4].

Tabelul 2

intrarea / starea prezentă	00	01	11	10
$a_1\ b_1$	$a_1\ b_1/0$	$a_2\ b_2/0$	$a_3\ b_3/1$	$a_2\ b_2/0$
$a_2\ b_2$	$a_2\ b_2/0$	$a_3\ b_3/1$	$a_1\ b_1/0$	$a_3\ b_3/1$
$a_3\ b_3$	$a_3\ b_3/0$	$a_1 b_1/1$	$a_1\ b_1/1$	$a_1\ b_1/1$

Notînd simbolic

$$X^r = \begin{cases} \bar{X} \text{ cînd } r=0 \\ X \text{ cînd } r=1, \end{cases}$$

unde r este valoarea binară atribuită variabilei X, se obţin următoarele expresii ale stărilor următoare

$$A' = a_1[A^{a1}B^{b1}\bar{X}_1\bar{X}_2 + A^{a3}B^{b3}\bar{X}_1X_2 + A^{a2}B^{b2}X_1X_2 + A^{a3}B^{b3}X_1X_2 + \\ + A^{a3}B^{b3}X_1\bar{X}_2] + a_2[A^{a2}B^{b2}\bar{X}_1\bar{X}_2 + A^{a1}B^{b1}\bar{X}_1X_2 + A^{a1}B^{b1}X_1\bar{X}_2] + \\ + a_3[A^{a3}B^{b3}\bar{X}_1\bar{X}_2 + A^{a2}B^{b2}\bar{X}_1X_2 + A^{a1}B^{b1}X_1X_2 + A^{a2}B^{b2}X_1\bar{X}_2], \quad (3)$$

$$B' = b_1[A^{a1}B^{a1}\bar{X}_1\bar{X}_2 + A^{a3}B^{b3}\bar{X}_1X_2 + A^{a2}B^{b2}X_1X_2 + A^{a3}B^{b3}X_1X_2 + \\ + A^{a3}B^{b3}X_1\bar{X}_2] + b_2[A^{a2}B^{b2}\bar{X}_1\bar{X}_2 + A^{a1}B^{b1}\bar{X}_1X_2 + A^{a1}B^{b1}X_1\bar{X}_2] + \\ + b_3[A^{a3}B^{b3}\bar{X}_1\bar{X}_2 + A^{a2}B^{b2}\bar{X}_1X_2 + A^{a1}B^{b1}A_1X_2 + A^{a2} + B^{b2}X_1\bar{X}_2], \quad (4)$$

iar pentru ieşirea Z, expresia

$$Z = A^{a2}B^{b2}\bar{X}_1X_2 + A^{a3}B^{b3}\bar{X}_1X_2 + A^{a1}B^{b1}X_1X_2 + A^{a3}B^{b3}X_1X_2 + \\ + A^{a2}B^{b2}X_1\bar{X}_2 + A^{a3}B^{b3}X_1\bar{X}_2 \quad (5)$$

Analizînd expresiile (3), (4) şi (5), rezultă că pentru a obţine pentru A' B' şi Z expresii cît mai simple, este util ca în primele două să se aleagă cît mai mulţi coeficienţi a şi b egali cu zero, iar pe de altă parte să se facă o astfel de atribuire încît în toate 3 expresiile să se poată grupa cît mai mulţi termeni. Deoarece prima posibilitate este limitată, neputînd lua decît o singură stare internă în care toate bistabilele sînt în starea zero, este important să facem atribuirea în aşa fel încît să se poată grupa cît mai mulţi termeni din expresiile stărilor următoare şi a ieşirii.

Doi termeni se grupează, rezultînd un termen cu o variabilă mai puţin atunci cînd ei diferă printr-o singură variabilă care în unul din termeni apare direct, iar în al doilea negată, adică atunci cînd vectorii binari asociaţi acestor termeni sînt adiacenţi. În cazul expresiilor (3), (4) şi (5) pentru ca doi termeni să se grupeze, aceştia trebuie să reprezinte fie aceiaşi stare şi intrări adiacente,

fie aceaşi autoare şi stări adiacente Obţinem deci expresii simple pentru stările următoare ale bistabilelor, chiar şi atunci cînd unei anumite stări i se atribuie un vector binar conţinînd unităţi, dacă starea respectivă apare de mai multe ori pe un rînd al tabelului tranziţiilor în coloane corespunzătoare unor intrări adiacente sau dacă starea respectivă apare de mai multe ori pe aceeaşi coloană, iar rîndurile în care apare corespund unor stări adiacente. Acelaşi lucru este valabil şi pentru expresia ieşirii sau în general a ieşirilor. Astfel, atunci cînd ieşirea este de mai multe ori 1 pe aceiaşi coloană, expresia ieşirii se va simplifica, dacă stările prezente de pe rîndurile unde ieşirea este 1 sînt adiacente.

Pe baza celor arătate mai sus, pentru simplificarea expresiilor (1) şi (2) se pot formula următoarele reguli de atribuire a stărilor, avînd dat tabelul tranziţiilor şi al ieşirilor :

1. Se atribuie vectori binari cu cît mai multe zerouri acelor stări care nu apar de mai multe ori pe acelaşi rînd în coloane adiacente sau care nu apar de mai multe ori pe aceiaşi coloană. Dacă sînt mai multe stări în această situaţie, vectorul cu cele mai multe zerouri se atribuie stării care apare de cele mai multe ori în tabelul tranziţiilor.

2. Se stabilesc pentru stările care apar de mai multe ori pe aceiaşi coloană şi pentru ieşirile pentru care apare de mai multe ori 1 pe aceiaşi coloană condiţiile de adiacenţă impuse vectorilor atribuiţi stărilor pentru ca expresiile să se simplifice. De exemplu, dacă starea S_t apare pe aceiaşi coloană în rîndurile j şi k, se impune ca stărilor aflate pe coloana stării prezentate pe rîndurile j şi k, S_j şi S_k, să li se atribuie vectori adiacenţi. Condiţia ca stările S_j şi S_k să fie adiacente se notează $S_j \quad S_k$.

3. Se întocmeşte un tabel al tranziţiilor şi ieşirilor în care se înscriu în capu tabelului, pe primul rînd vectorii corespunzători intrărilor astfel încît să formeze un cod binar reflectat, iar pe prima coloană vectorii codului binar reflectat care urmează să se atribuie stărilor interne, cu atîtea poziţii cîte bistabile trebuie prevăzute în bucla de reacţie. Aceşti vectori sînt atribuiţi apoi stărilor, ţinînd cont de cele arătate la pct. 1 şi de condiţiile de adiacenţă impuse la pct. 2. După efectuarea atribuirii se completează tabelul tranziţiilor în conformitate cu atribuirile făcute. Dacă numărul stărilor este mai mic decît cel al vectorilor codului binar reflectat, vectorii rămaşi neutilizaţi vor fi folosiţi pentru simplificare, constituind condiţii „nu ţine cont".

3. Exemplu

Se consideră automatul M, a cărui comportare este definită de tabeleul 1. Din tabelul 1 se vede că stările S şi S se încadrează în condiţiile stabilite la pct. 1. Fiindcă S apare de mai multe ori în tabel, se atribuie acestei stări vectorul 00, iar stării S vectorul 10. Starea S apare de două ori în coloana I_3 şi anume pe rîndul S şi S_3. Din acest motiv se impune ca $S_2 \sim S_3$. Din tabelul ieşirilor se impun adiacenţele $S_1 \sim S_3$ şi $S_2 \sim S_3$.

Se întocmește tabelul 3 în care se fac atribuirile conform condițiilor stabilite.

Tabelul 3

Starea prez.	intrarea / codul atribuit	00	01	11	10
S_3	00	00/0	01/1	01/1	01/1
S_1	01	01/0	10/0	00/1	10/0
d	11	*dd/d*	*dd/d*	*dd/d*	*dd/d*
S_2	10	10/0	00/1	01/0	00/1

Din tabelul 3 se pot scrie ecuațiile stărilor următoare ale bistabilelor A' și B' și a ieșirii Z în formă minimă.

$$A' = A\bar{X}_1\bar{X}_2 + B(\bar{X}_1X_2 + X_1\bar{X}_2) \quad (6)$$

$$B' = \bar{A}\bar{B}(X_2 + X_1) + B\bar{X}_1\bar{X}_2 + \bar{B}X_1X_2 \quad (7)$$

$$Z = \bar{B}(\bar{X}_1X_2 + X_1\bar{X}_2) + \bar{A}X_1X_2 \quad (8)$$

4. Concluzii

Metoda de atribuire propusă în lucrare permite obținerea unei atribuiri optime cu un volum de muncă redus. Din acest motiv această metodă se poate aplica cu ușurință la proiectarea automatelor finite sincrone. Spre deosebire de metodele cunoscute din literatură, metoda propusă permite optimizarea schemei combinaționale ținînd cont nu numai de ecuațiile stării următoare ci și de cele ale ieșirii, fiind din acest punct de vedere mai avantajoasă.

Folosirea unui tabel de tranziții și ieșiri în care intrările și stările sînt listate în codul binar reflectat permite recunoașterea ușoară a vectorilor adiacenți și urmărirea imediată a efectelor atribuirii făcute. Tabelul tranzițiilor și al ieșirilor obținut în urma atribuirii poate fi folosit în continuare și pentru scrierea formei minime a expresiilor logice pentru starea următoare a bistabilelor din bucla de reacție și a formei minime a expresiilor logice pentru ieșirile automatului.

ПРАКТИЧЕСКИЙ МЕТОД КОДИРОВАНИЯ СОСТОЯНИЙ КОНЕЧНЫХ СИНХРОННЫХ АВТОМАТОВ.

РЕЗЮМЕ

В работе излагается табличный метод определения элономичного кодирования внутренних состояний конечного синхронного автомата, действие которого описывается таблицей переходов и выходов. Для полученного кодирования, функций выхода и функций возбуждения элементов памяти, минимальны, что приводит к экономичной комбинационной схеме и минимальному числу элементом памяти.

BIBLIOGRAFIE

1. *Stearns R.F.* şi *Hartmanis J.* On the State Assiguoment Problem for Sequential Machines II, IRE Trans, EC-10, nr. 4, pag. 593—603, 1961.
2. *Miller R.A.* Switching theory (vol. 2), John Wiley § Sons Inc. New-York, 1965.
3. *Larin L.K.* şi *Osinskii L.M.* Economicinoe codirovanie sostoianii conecinovo avtomata, Kibernetica, Nr. 3, Izd. AN U.R.S.R., 1966, pag. 46—51.
4. *Phister M.* Logical Desing of Digital Computers, Jiohn Wiley § Sons, Inc, New-York, 1956.

AN PRACTICAL STATE ASSIGNEMENT METHOD FOR SYNCHRONOUS MACHINES

SUMMARY

The paper presents a tabular form for finding an economical state assignment for synchronous machines reprezented by Huffman flow table. For the obtained state assignment, simplified ontput and next state equations result leading to a sequential network having an economical combinational network and a minimum number of storage elements.

METODA GRAFO-ANALITICĂ DE CALCUL A SIGURANȚEI IN FUNCȚIONARE A CIRCUITELOR LOGICE.

DE
V. POPOVICI

1. Introducere

Defecțiunile circuitelor logice pot fi clasificate, după caracterul apariției lor, în două categorii [1] :

a) defecțiuni bruște, care constau în modificarea bruscă a caracteristicilor elementelor (de exemplu : întreruperea unei rezistențe, străpungerea unui tranzistor, etc.) ; ele definesc siguranța în funcționare la defecțiuni bruște a circuitului, care se va nota în continuare, prescurtat, SFB.

b) defecțiuni parametrice, provocate de modificarea treptată a caracteristicilor elementelor în cadrul cîmpului lor de toleranțe, astfel încît, printr-un concurs defavorabil de astfel de abateri, să nu mai fie satisfăcută una din condițiile de funcționare corectă a circuitului (de exemplu : un tranzistor pnp nu mai poate fi blocat dacă tensiunea de polarizare pozitivă scade și rezistența de polarizare a bazei crește) ; aceste defecțiuni parametrice definesc siguranța în funcționare la defecțiuni parametrice a circuitului, care se va nota în continuare, prescurtat, SFP.

Defecțiunile parametrice pot fi evitate dacă circuitele se proiectează astfel încît să funcționeze corect și în situațiile cele mai defavorabile, dar această metodă de proiectare prezintă dezavantajul că nu este economică în cazul producției de serie mare [2].

Lucrarea de față își propune următoarele obiective :

1. determinarea prin calcul a SFB a unui circuit logic.
2. prezentarea unei metode originale, grafo-analitice, de determinarea a SFP.
3. aplicarea rezultatelor obținute pentru aprecierea siguranței în funcționare globale a unor circuite logice NU-SI.

2. Circuite logice NU—SI cu diode și tranzistoare.

În cele ce urmează se va presupune cunoscut modul de funcționare al circuitului logic NU-SI cu diode și tranzistoare. Schema concretă, pentru care se vor efectua calculele, a fost realizată de Al. Rogojan și este descrisă în [3].

Valorile elementelor schemei (fig. 1) au fost determinate proiectînd circuitul pentru a funcționa corect și în cazul cel mai defavorabil ; rezultă de aci că SFP se va caracteriza prin valoarea maximă, adică, a probabilității de funcționare fără defecțiuni parametrice.

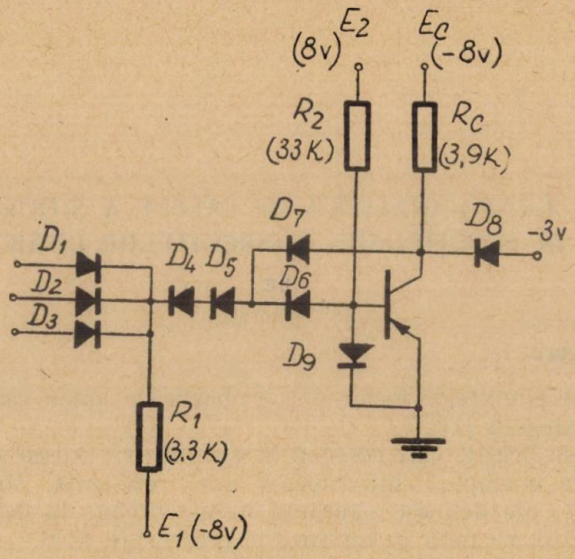


Fig. 1.

Pentru a ilustra metoda propusă pentru calculul SFP a unui circuit logic, se analizează circuitul din fig. 2, care este puțin mai simplu decît circuitul din fig. 1, deci mai ieftin și cu o SFB mai ridicată, după cum rezultă din calculul prezentat în ANEXA I și ANEXA II.

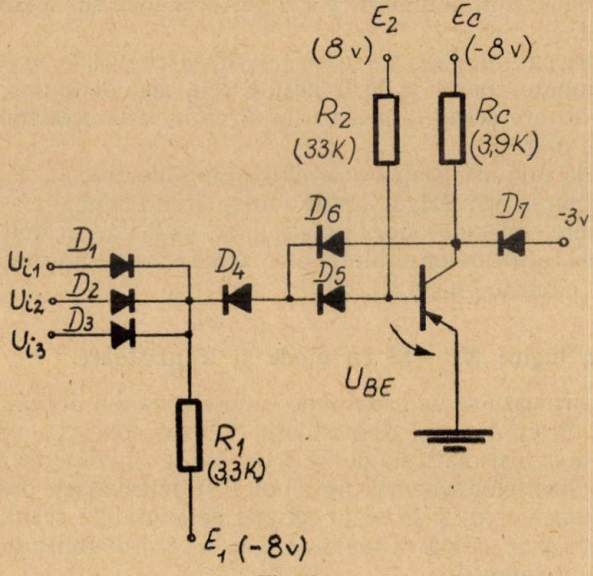


Fig. 2.

În continuare se demonstrează însă că simplificarea efectuată atrage după sine înrăutățirea siguranței în funcționare globale, datorită scăderii SFP a circuitului din fig. 2.

3. Metoda grafo-analitică de determinare a SFP a unui circuit logic.

Pentru determinarea SFP a circuitului din fig. 2 trebuie să se analizeze modul în care sînt satisfăcute principalele condiții de funcționare corectă [3]:

a) condiția de conducție: $U_{BE}<0$ atunci cînd $U_{i1}=U_{i2}=U_{i3}\approx -3{,}3$ V.

b) condiția de blocare: $0{,}1\leqslant U_{BE}\leqslant 0{,}5$ V, atunci cînd cel puțin una din tensiunile U_{i1}, U_{i2} sau U_{i3} ia valoarea superioară ($\approx -0{,}56$ V).

Prin eliminarea diodelor D_6 și D_7 din schema inițială (fig. 1), condițiile de conducție nu au fost înrăutățite; în consecință, SFP în situația cînd tranzistorul conduce a rămas maximă, deci egală cu 1.

Condițiile de blocare au fost însă modificate și este necesar calculul valorii maxime și minime a tensiunii U_{BE} a tranzistorului blocat. Cu ajutorul acestor mărimi se determină valoarea medie și abaterea medie pătratică a tensiunii U_{BE}, care intervin în expresia probabilității de funcționare corectă a circuitului, care definește chiar SFP.

Determinarea prin calcul a valorii maxime și minime a tensiunii U_{BE} este dificilă, din cauza numărului mare de elemente neliniare care intervin în schemă, a dispersiei caracteristicilor lor, a toleranțelor rezistențelor și tensiunilor de alimentare. Pentru rezolvarea acestei probleme se propune în lucrarea de față o metodă grafică, care se bazează pe compunerea caracteristicilor curent-tensiune limită ale elementelor neliniare și ale elementelor liniare, considerate în cazul cel mai defavorabil din cadrul cîmpului lor de toleranțe.

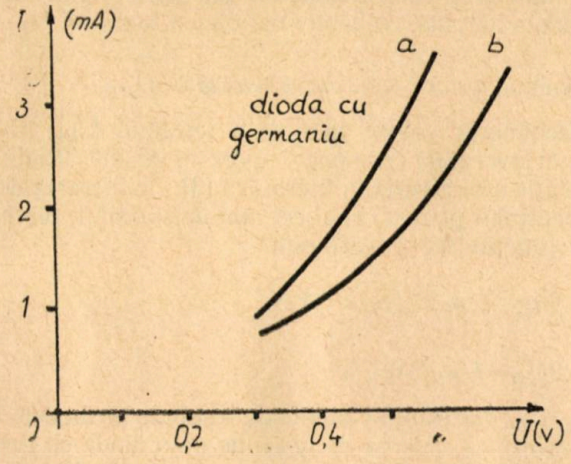


Fig. 3.

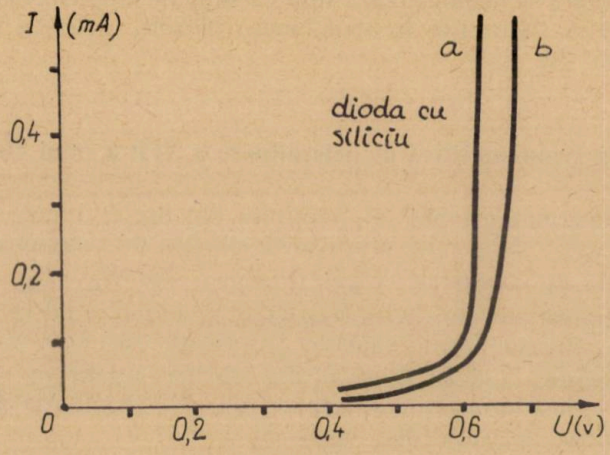


Fig. 4.

Caracteristicile curent-tensiune limită ale elementelor neliniare care determină valorile tensiunii U_{BE} a tranzistorului blocat au fost ridicate experimental și sînt reprezentate grafic în fig. 3 – pentru diodele cu germaniu și în fig. 4 – pentru diodele cu siliciu.

Caracteristicile curent-tensiune ale elementelor liniare, adică ale rezistențelor, sînt situate între două drepte limită, care corespund abaterilor extreme în cadrul cîmpurilor de toleranțe ale tensiunilor de alimentare ($\pm 5\%$) și ale rezistențelor ($\pm 10\%$).

Determinarea grafică a valorilor tensiunii U_{BE} a tranzistorului blocat se va face prin compunerea caracteristicilor curent-tensiune limită, astfel încît să se obțină valoarea minimă, respectiv maximă a tensiunii U_{BE}.

3.1. *Determinarea valorii minime a tensiunii* U_{BE}.

Pentru determinarea valorii minime a tensiunii U_{BE} trebuie considerată situația cea mai defavorabilă care poate apare în circuit. Modul în care se stabilește această situație este descris în literatură [3] ; în lucrarea de față se va porni de la schema circuitului pentru cazul cel mai defavorabil, reprezentată în fig. 5

Condiția de funcționare corectă este :

$$\underline{U}_{ls} - \bar{U}_{D1} + \underline{U}_{D4} + \underline{U}_{D5} = \underline{U}_{BE} \geqslant 0{,}1 \text{ V}^* \tag{1}$$

sau

$$\underline{U}_{ls} - \bar{U}_{ge} + 2\underline{U}_{si} = \underline{U}_{BE} \geqslant 0{,}1 \text{ V}. \tag{2}$$

unde : U_{D1}, U_{D4}, U_D reprezintă căderile de tensiune pe diodele D_1, D_4, respectiv D_5 ; U_{ge}, U_{si} reprezintă căderea de tensiune pe o diodă cu germaniu, respectiv cu siliciu ; U_{ls} reprezintă nivelul logic superior al tensiunii de intrare.

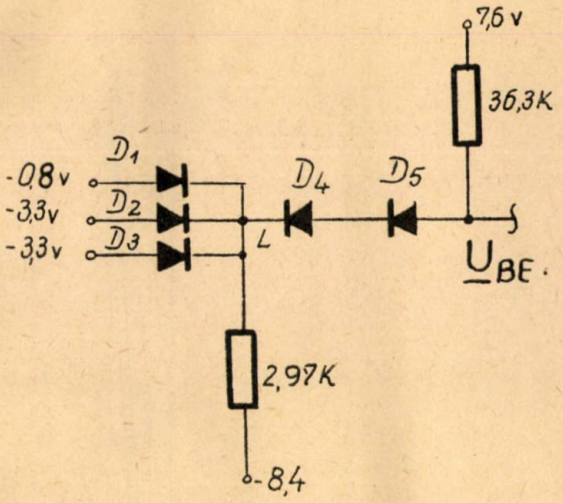


Fig. 5.

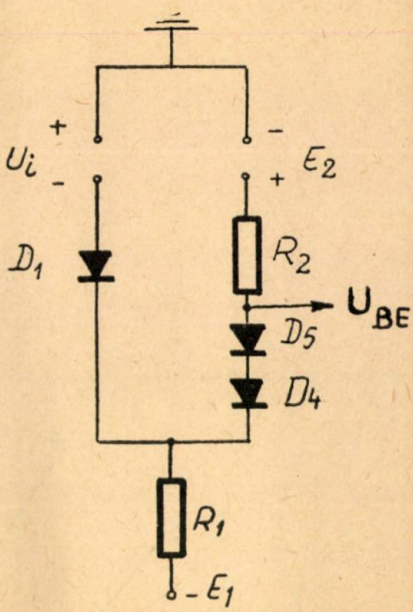


Fig. 6.

Pentru a scoate în evidență modul în care elementele de circuit sînt legate între ele se poate folosi o schemă echivalentă (fig. 6) ; cu ajutorul acestei scheme se stabilește ordinea în care trebuie compuse caracteristicile curent-tensiune ale elementelor astfel încît să rezulte tensiunea U_{BE}. Construcția grafică astfel dedusă este reprezentată în fig. 7 și a fost realizată în următoarea succesiune :

a) dreapta de sarcină (1) corespunzătoare rezistenței $R_1=(1-0,1)\ 3,3=2,97$ kΩ și tensiunii $E_1=-(1+0,05)\ 8=-8,4$ V.

b) dreapta de sarcină (2), corespunzătoare rezistenței $\overline{R}_2=(1+0,1)\ 33=36,3$ kΩ și tensiunii $E_2=(1-0,05)\ 8=7,6$ V.

c) caracteristica diodei D_1 (curba b din fig. 3), translatată cu originea în punctul de abscisă $U=U_{i1}=\underline{U}_{ts}=-0,8$ V — notată cu (3).

d) caracteristica diodelor D_4 și D_5 (curba a din fig. 4) care sînt înseriate, translatată cu originea în punctul de abscisă $\underline{U}=\underline{E}_2=7,6$ V — notată cu (4).

e) caracteristica obținută prin compunerea caracteristicilor (2) și (4) — notată cu (5).

f) caracteristica (6) obținută prin compunerea caracteristicilor (3) și (5).

g) din intersecția caracteristicilor (1) și (6) rezultă punctul L de abscisă $\underline{U}_L=-1,25$ V.

h) pentru $U=-1,25$ V se obține curentul prin diodele cu siliciu, $\underline{I}_{Si}=0,01$ mA, din caracteristica (5) — punctul M.

i) pentru $I_{Si}=0,01$ mA se obține $2\underline{U}_{Si}=1,1$ V, din caracteristica (4) — punctul N.

* literele subliniate reprezintă valori minime, iar literele supraliniate valori maxime.

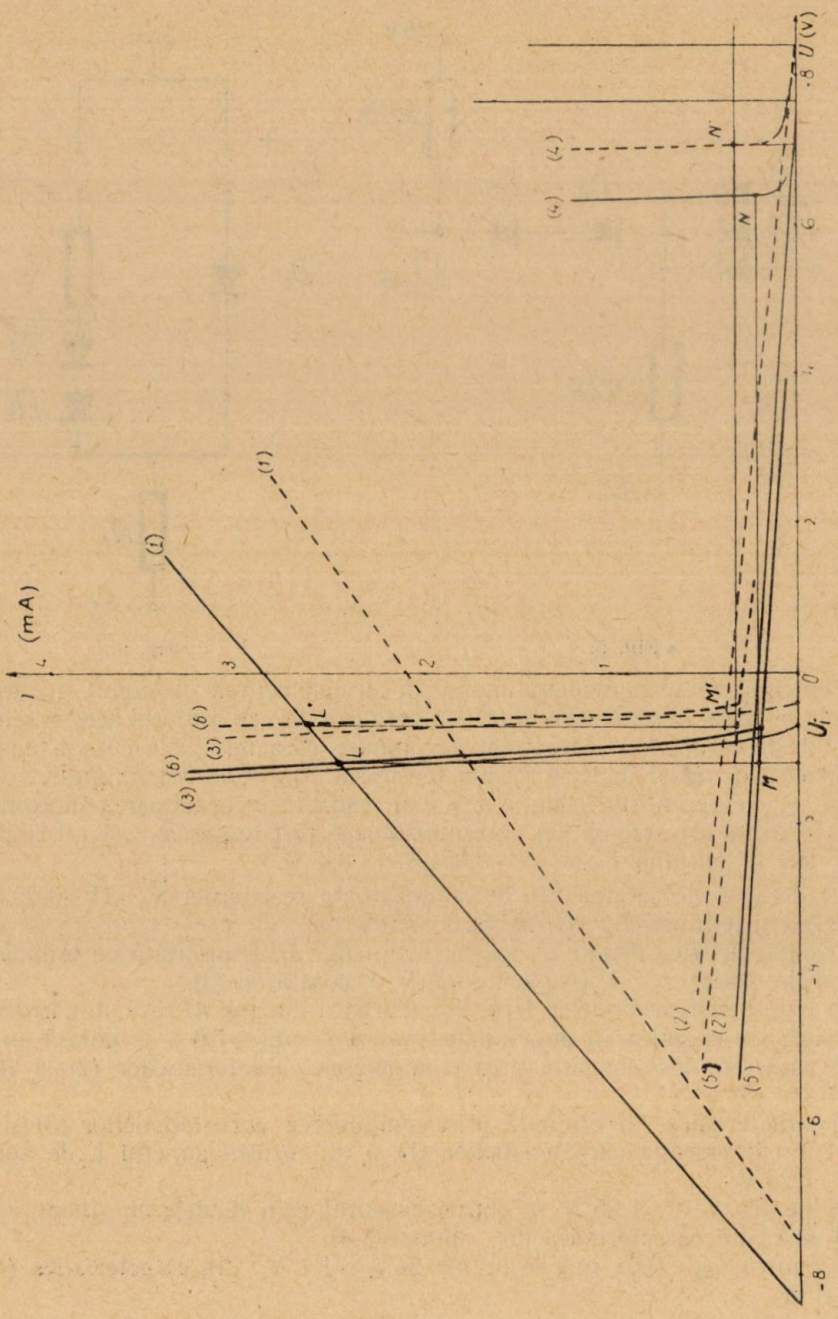


Fig. 7.

În felul acesta au fost determinate, pe cale grafică, valorile termenilor care intervin în ecuația (2) ; făcînd înlocuirile, se obține :

$$\underline{U}_{BE}=\underline{U}_L+2\underline{U}_{Si}=-1{,}25+1{,}1=-0{,}15 \text{ V} \quad (3)$$

Rezultatul obținut conduce la concluzia importantă că circuitul din fig. 2 nu îndeplinește condiția de blocare $\underline{U}_{BE}\geqslant 0{,}1$ V, în cazul cel mai defavorabil.

3.2 *Determinarea valorii maxime a tensiunii* U_{BE}.

Valoarea maximă a tensiunii U_{BE} se determină printr-un procedeu similar cu cel aplicat în paragraful precedent pentru determinarea valorii minime a tensiunii U_{BE}.

Schema circuitului pentru situația care conduce la valoarea maximă ai tensiunii U_{BE} este reprezentată în fig. 8.

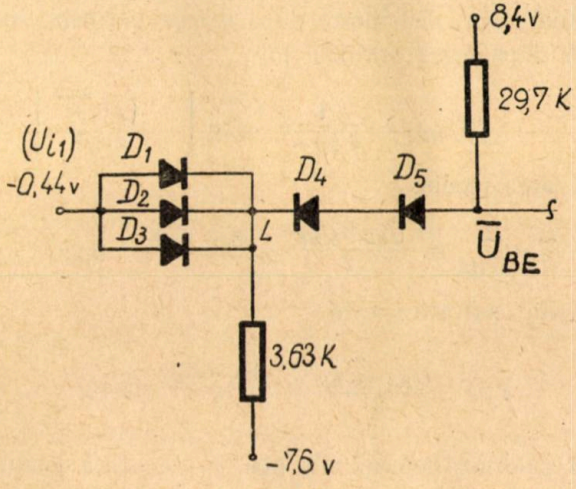


Fig. 8.

Condiția de funcționare corectă în acest caz poate fi scrisă sub forma :

$$\bar{U}_{i1}-\underline{U}_{D1}+\bar{U}_{D4}+\bar{U}_{D5}=\bar{U}_{BE}\leqslant 0{,}5 \text{ V}.$$

sau

$$\bar{U}_{iS}-\underline{U}_{ge}+2\bar{U}_{Si}=\bar{U}_{BE}\leqslant 0{,}5 \text{ V}. \quad (4)$$

Construcția grafică utilizată pentru calculul valorilor termenilor U_{ge} și $\bar{U}_{Si}$ este reprezentată tot în fig. 7, prin curbele (1′)–(6′). Procedînd ca și în cazul precedent rezultă :

$$\bar{U}_{BE}=\bar{U}_L+2\bar{U}_{Si}=-0{,}73+1{,}33=+0{,}6 \text{ V} \quad (5)$$

În concluzie, circuitul logic din fig. 2 nu îndeplinește nici condiția de blocare $\overline{U}_{BE} \leqslant 0{,}5$ V, în cazul cel mai defavorabil.

Observație: Calculele de mai sus au avut la bază cîteva aproximări și neglijări, dintre care cele mai importante sînt următoarele:

1. ipoteza că diodele D_4 și D_5 sînt legate în serie cu rezistența R_2: neglijarea curentului I_{co} introduce anumite erori, mai mari la temperaturi mai ridicate.
2. calculele din paragraful 3.1. nu țin seama de curenții reziduali ai diodelor.

3.3. *Calculul SFP a circuitului.*

Pentru determinarea SFP se folosește calculul probabilităților. Funcția care interesează, $\underline{U}_{BE}$, este definită de ecuația.

$$\underline{U}_{BE} = \underline{U}_i - \underline{U}_{ge} + 2\,U_{Si} \tag{6}$$

liniară în raport cu variabilele aleatoare U_i, U_{ge} și U_{Si}. În consecință, dacă variabilele aleatoare sînt distribuite după o lege normală, funcția U_{BE} va fi distribuită și ea după legea normală [5]:

$$f(U_{BE}) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\cdot\sigma_y} \cdot \exp\left[-\frac{(y-\tilde{y})^2}{2\cdot\sigma_y^2}\right] \tag{7}$$

unde $\tilde{y}$ este valoarea medie

$$\tilde{y} = \tilde{U}_{BE} = \frac{\overline{U}_{BE} + \underline{U}_{BE}}{2} = \frac{0{,}6 - 0{,}15}{2} = 0{,}22 \tag{8}$$

iar abaterea medie patratică este

$$\sigma_y = \frac{\overline{U}_{BE} - \tilde{U}_{BE}}{3} = \frac{0{,}6 - 0{,}22}{3} = 0{,}13 \tag{9}$$

Cu ajutorul valorilor determinate mai sus se poate calcula probabilitatea de funcționare fără defecțiuni parametrice a circuitului din fig. 2, utilizînd funcția Gauss-Laplace normată, $\Phi(\alpha)$, care este tabelată [1]:

$$\Phi(\alpha) = \frac{1}{\sqrt{2\cdot\pi}} \int_0^{\alpha} \exp\left(\frac{v^2}{2}\right) d\alpha \tag{10}$$

În general

$$P(y) = \Phi\left(\frac{y'a - \tilde{y}}{y}\right) + \Phi\left(\frac{\tilde{y} - y''a}{y}\right) \tag{11}$$

unde y'_a, y''_a reprezintă valorile maximă, respectiv minimă admisibilă ale funcției aleatoare y; în cazul analizat, $y'_a = 0{,}5$ și $y''_a = 0{,}1$.

Pentru valorile calculate se obține:

$$P=\Phi\left(\frac{0,5-0,22}{0,13}\right)+\Phi\left(\frac{0,22-0,1}{0,13}\right)=0,81$$

4. Concluzii

Concluzii privind siguranța în funcționarea a circuitelor logice NU-SI cu diode și tranzistoare.

1. SFP a circuitului din fig. 2 are valori inacceptabil de mici pentru un calculator electronic care folosește un număr mare de asemenea module.

2. SFP a circuitului din fig. 1 are valoarea maximă, adică 1, iar SFB o valoare ridicată (0,966); simplificarea schemei acestui circuit conduce la o sensibilă înrăutățire a SFP, deci schema adoptată reprezintă o soluție optimă.

Constatarea de mai sus este confirmată de comportarea unității aritmetice a calculatorului CETA, care folosește ca modul fundamental circuitul logic din fig. 1.

Concluzii privind metoda propusă pentru calculul SEP a circuitelor logice

1. Valorile maximă și minimă a funcției pentru care se definește SFP a circuitelor logice pot fi determinate simplu și suficient de exact prin compunerea grafică a caracteristicilor curent-tensiune ale elementelor de circuit.

2. Metoda propusă în lucrare poate fi aplicată și în cazul altor circuite logice, deci are un caracter general.

ANEXA I

Calculul SFB a circuitului logic din fig. 1

Circuitul din fig. 1 reprezintă, din punct de vedere a siguranței în funcționare, o conexiune serie a elementelor sale, pentru că defectarea oricărui element component duce la defectarea întregului circuit. În acest caz probabilitatea de funcționare la defecțiuni bruște se calculează cu formula [4]:

$$P=\exp\left(-t\sum_{1}^{n}\lambda_i\right) \qquad (A.1)$$

unde λ_i – intensitatea defecțiunilor elementului i
n – numărul de elemente
t – timpul considerat

Valorile tipice ale parametrilor λ_i sînt indicate în tabelul A.1, conform datelor din literatură [5]. Înlocuind în relația (A.1) se obține probabilitatea de funcționare la defecțiuni bruște pentru $t=1\,000$ h:

$$P=\exp\left[-1\,000\,(3\cdot0,9+6\cdot3+3\cdot2+1\cdot7)\cdot10^{-6}\right]\approx0,966.$$

ANEXA II

Calculul SFB a circuitului logic din fig. 2

$$P=\exp\left[-1\,000\,(3\cdot0,9+5\cdot3+2\cdot2+1.7)\cdot10^{-6}\right]\approx0,971$$

Tabelul A. 1

Denumirea elementului	Intensitatea defecţiunilor (λ) · 10^{-6}/h
rezistenţă	0,9
diodă Ge	3
diodă Si	2
tranzistor Ge	7

BIBLIOGRAFIE

1. *G. Drujnin* Siguranţa în funcţionare a sistemelor Ed. tehnică, 1968.
2. *C. Fleischer* Zur Zuverlässigkeit von logischen Schaltungen. Nachrischtentechnik, nr. 9—1969.
3. *Al. Rogojan, V. Popovici* Tehnica impulsurilor şi circuite de comutare. I.P.T. 1970.
4. *I. Bazovsky* Reliability Thepory and Practice. Prentice—Hall. 1961
5. *L. Goldenberg* Teoria i rascet impulsnîh ustroistv na poluprovodnikovîh priborah. Sviazi. Moscova. 1969.

ГРАФО-АНАЛИТИЧЕСКИЙ МЕТОД РАСЧЕТА РАБОЧЕЙ НАДЛЕЖНОСТИ ЛОГИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ.

РЕЗЮМЕ

В работе излагается графоаналитический метод определения параметрической надежности логических цепей на диодах и транзисторах. Максимальное и минимальное исползование функциональной надлежности определяется путем графического изображения характеристик ток-напряжение элементов скемы для найболее неблагоприятного случая. Предлагаемый метод по сравнению с известными аналитическими методами имеет достоинство простоты и достаточной точности.

GRAPHICAL – ANALYTICAL METHOD FOR THE DETERMINATION OF THE PARAMETRIC RELIABILITY OF LOGIC CIRCUITS

(SUMMARY)

Paper prezents a graphical-analytical method for the determination of the parametric reliability of diode-transistor logic circuits. The maximum and minimum values of the functional characteristic are determined by means of the graphical composition of the circuit elements volt-ampere characteristics The proposed method is quite simple and sufficiently precise compared with the well-known analitical methods.

METODA SIMPLIFICATĂ DE EVALUARE A UZURII TERMICE RELATIVE A MATERIALELOR ELECTROIZOLANTE LA TEMPERATURA VARIABILĂ LINIAR ÎN RAPORT CU TIMPUL.

DE
I. HEINRICH

1. Introducere.

În prezent durata de viață a unor categorii de materiale electroizolante se apreciază pe baza legilor de durată de viață stabilite de Montsinger V. M. [1]:

$$D = \alpha e^{-\beta\theta} \tag{1}$$

și de Büssing W. [2]:

$$D = Ae^{\frac{B}{T}} \tag{2}$$

în care D este durata de viață a materialului electroizolant;
θ și T — temperatura la care se expune materialul electroizolant în °C, respectiv în °K;
α, β, A, B — constante caracteristice materialului electroizolant sau sistemului de izolație.

E cunoscut faptul, că legea exprimată de rel. (1) a fost stabilită de Montsinger V. M. pe baza unor încercări experimentale, efectuate asupra materialelor electroizolante de clasa A, într-un domeniu relativ restrîns al temperaturilor, 90 °C...110 °C, ceea ce determină limitările bine cunoscute în utilizarea ei. Legea dată de rel. (2) a fost fundamentată teoretic de Büssing W. prin teoria cinetică a reacțiilor chimice, prezentînd astfel o valabilitate mai generală atît în raport cu un număr mai mare de categorii de materiale electroizolante, cît și mai ales în raport cu un domeniu mai larg al temperaturii.

Utilizarea legii exprimate de rel. (1) în cazul variației liniare a temperaturii în raport cu timpul se face cu ușurință, deoarece ea în condițiile amintite e ușor integrabilă; modul de utilizare a acestei legi în cazul unei variații exponențiale a temperaturii este prezentat în [3]. Frentz H. I. în [4] și [5] elaborează o metodă de utilizare a legii duratei de viață redată de rel. (2) în cazul variației liniare a temperaturii în raport cu timpul și în cazul variației exponențiale, dar pentru o durată de cel puțin 4,6 ori constanta de timp a procesului termic. Pentru ambele cazuri autorul stabilește familii de curbe, care permit efectuarea calculelor [5].

În prezenta lucrare se indică o metodă originală, care permite efectuarea calculelor de durată de viață a materialelor electroizolante pe baza legii exprimate de rel. (2) în cazul variației liniare a temperaturii în raport cu timpul, utilizînd în acest scop doar o singură curbă ajutătoare. Ideea originală, care

stă la baza metodei prezentate, se poate extinde și asupra cazului variației exponențiale a temperaturii în raport cu timpul, fără nici o condiție suplimentară limitatoare, soluționînd astfel o problemă încă nerezolvată pînă în prezent. De asemenea, pentru cazul variației liniare a temperaturii în raport cu timpul, înlocuind familia de curbe cunoscută din literatura tehnică [5] cu o singură curbă, se elimină și dezavantajul citirii inexacte a variabilei independente pentru valori intermediare ale parametrului curbelor familiei de curbe.

2. Definirea mărimilor, care stau la baza calculelor.

Variația în raport cu timpul a unui parametru chimic structural C al materialului electroizolant, care caracterizează starea de îmbătrînire termică a acestuia, prin utilizarea legii lui Arrhenius, la o reacție omogenă monomoleculară, se poate exprima sub forma :

$$\frac{dC}{dt} = -\lambda e^{-\frac{B}{T}} \cdot C \tag{3}$$

unde λ și B sînt constante caracteristice reacției, iar T este temperatura absolută. Prin integrarea acestei ecuații diferențiale se obține legea duratei de viață exprimată prin rel. (2). Notînd cu T_N temperatura absolută, la care se obține o durată de viață normală, corespunzător se poate defini o viteză de variație normală a parametrului C, și anume

$$\left(\frac{dC}{dt}\right)_N = -\lambda e^{-\frac{B}{T_N}} \cdot C \tag{4}$$

O mărime, care se va utiliza în dezvoltările următoare e *factorul relativ de îmbătrînire termică sau factorul relativ de uzură termică*. Ea se definește prin raportul :

$$\rho = \frac{\frac{dC}{dt}}{\left(\frac{dC}{dt}\right)_N} \tag{5}$$

care, ținînd cont de rel. (3) și (4), se poate exprima sub forma :

$$\rho = e^{\left(\frac{B}{T_N} - \frac{B}{T}\right)} \tag{6}$$

Pentru un interval de timp, în care temperatura variază, se poate defini *îmbătrînirea termică relativă sau uzura termică relativă* ca valoarea medie a factorului relativ de îmbătrînire termică pe acel interval. Astfel :

$$u = \frac{1}{\Delta t}\int_0^{\Delta t} \rho\,(t) \cdot dt \tag{7}$$

respectiv ținînd cont de rel. (6) :

$$u = \frac{1}{\Delta t}\int_0^{\Delta t} e^{\left[\frac{B}{T_N} - \frac{B}{T(t)}\right]} \cdot dt \tag{8}$$

3. Calculul uzurii termice relative la o variație liniară a temperaturii în raport cu timpul.

Relația (8) la o variație liniară a temperaturii este:

$$u = \frac{1}{\Delta t}\int_0^{\Delta t} e^{\left[\frac{B}{T_N} - \frac{B}{T_i + \frac{\Delta T}{\Delta t} t}\right]} \cdot dt \qquad (9)$$

unde T_i este temperatura la începutul intervalului de timp considerat;
ΔT – variația temperaturii în intervalul de timp considerat;
Δt – durata intervalului de timp considerat;
t – timpul, ca variabilă curentă.

Integrala din rel. (9) nu se poate efectua. De aceea pentru a putea obține valoarea lui „u" în condiții bine precizate, se recurge la o integrare numerică. Rezultatele integrării numerice, în raport cu variabilele care intervin, pot fi redate fie sub formă de tabele, fie sub formă de curbe.

Cu scopul de a reda valorile integralei din rel. (9) sub formă cît mai generală, cu valabilitate pentru diferite materiale electroizolante, expresia asupra căreia se efectuează integrarea, trebuie să fie independentă de constantele de material T_N și B, ceea ce se obține introducînd mărimea relativă $T^* = \frac{T}{B}$, adică $\Delta T^* = \frac{\Delta T}{B}$ și scriind rel. (9) sub forma:

$$u = \frac{e^{\left(\frac{1}{T_N^*} - K\right)}}{\Delta t}\int_0^{\Delta t} e^{\left[K - \frac{1}{T_i^* + \frac{\Delta T^*}{\Delta t} t}\right]} \cdot dt \qquad (10)$$

Constanta arbitrară K s-a introdus cu scopul de a nu obține în calcule valoarea lui „u" sub forma unui produs dintre un număr foarte mare și unul foarte mic. Termenul $e^{\left(\frac{1}{T_N^*} - K\right)}$ apare ca un factor de corecție cu o valoare bine precizată pentru un anumit material electroizolant, pentru care se dă valoarea lui T_N. Evident, curbele care redau valoarea integralei din rel. (10) se stabilesc pentru o anumită categorie de materiale electroizolante, pentru care T_N poate lua valori într-un domeniu relativ restrîns. Dacă K se alege cu valoarea corespunzătoare relației $K \cong \frac{1}{T_{Nmed}^*}$ unde T_{Nmed}^* e o valoare mijlocie din domeniul valorilor în care poate varia T_N^* pentru categoria de materiale electroizolante considerată, factorul de corecție $e^{\left(\frac{1}{T_N^*} - K\right)}$ va avea valoarea apropiată de 1 pentru oricare material electroizolant din categoria respectivă.

Dacă în rel. (10) se introduce timpul în unități relative, conform definiției $t^* = \frac{t}{\Delta t}$, adică $dt^* = \frac{dt}{\Delta t}$, ea apare sub forma:

$$u = e^{\left(\frac{1}{T_N^*} - K\right)} \int_0^1 e^{\left[K - \frac{1}{T_i^* + \Delta T^* \cdot t^*}\right]} \cdot dt^* \tag{11}$$

Rel. (11) scoate în evidență, că uzura termică relativă depinde de T_i^* și ΔT^*, deci de temperatura inițială și cea finală din procesul termic și nu depinde de durata acestui proces Δt. Astfel se subliniază un avantaj al folosirii noțiunii, respectiv mărimii de „îmbătrînire termică relativă" sau „uzură termică relativă" la caracterizarea procesului de degradare termică a izolației.

Deoarece integrala din rel. (11) depinde de două variabile (T_i^* și ΔT^*) valorile ei se pot reda printr-o familie de curbe. O astfel de familie de curbe e prezentată în [5], prin care se poate obține valoarea unei integrale asemănătoare celei din rel. (11). În cele ce urmează, *familia de curbe*, care ar reprezenta valorile integralei din rel. (11) *se reduce la o singură curbă.*

Prin schimbarea de variabilă:

$$T_i^* + \Delta T^* \cdot t^* = x \tag{12}$$

deci

$$\Delta T^* \cdot dt^* = dx$$

rel. (11) ia forma:

$$u = e^{\left(\frac{1}{T_N^*} - K\right)} \frac{1}{\Delta T^*} \int_{T_i^*}^{T_f^*} e^{\left[K - \frac{1}{x}\right]} \cdot dx \tag{13}$$

unde $T_f^* = T_i^* + \Delta T^*$ e temperatura la sfîrșitul intervalului considerat, exprimată ca mărime relativă $\left(T_f^* = \frac{T_f}{B}\right)$.

Ținînd cont de definiția variabilei x, reiese, că interesează doar valorile pozitive ale lui. Funcția asupra căreia se efectuează integrarea, adică $y = e^{\left[K - \frac{1}{x}\right]}$, în domeniul valorilor pozitive ale lui x, e reprezentată în fig. 1 *a*. Valoarea integralei din rel. (13) e reprezentată prin suprafața hașurată din fig. 1 *a*. Se constată, că ea se poate obține ca o diferență a două valori ale funcției:

$$Y(x) = \int_{x_0}^{x} e^{\left[K - \frac{1}{x}\right]} \cdot dx \tag{14}$$

și anume:

$$I = \int_{T_i^*}^{T_f^*} e^{\left[K - \frac{1}{x}\right]} \cdot dx = Y(T_f^*) - Y(T_i^*) \tag{15}$$

prin care rel. (13) devine:

$$u = e^{\left[\frac{1}{T_N^*} - K\right]} \cdot \frac{1}{\Delta T^*} [Y(T_f^*) - Y(T_i^*)] \tag{16}$$

Reprezentarea grafică a funcției $Y(x)$ e dată în fig. 1 *b*, unde s-a indicat și modul, cum se obține valoarea integralei I.

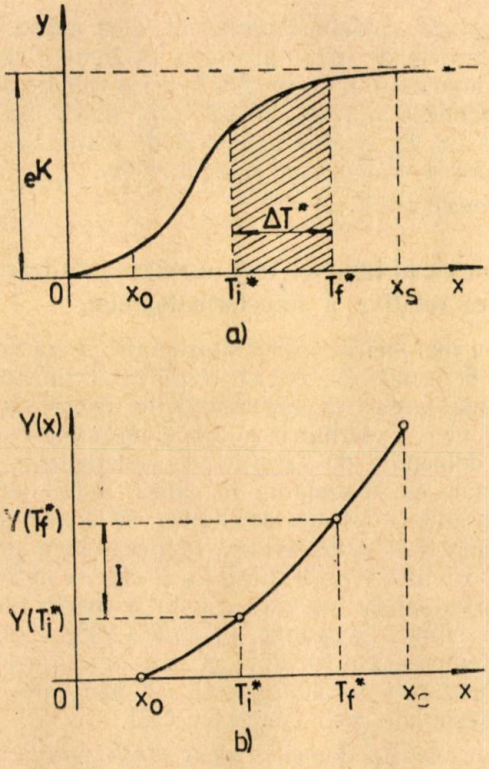


Fig. 1. Alura de variație a funcțiilor y(x) și Y(x).

Limitele arbitrare de integrare x_0 și x_s trebuie în așa fel fixate, încît pentru orice valoare a lui T^*, ce poate interveni în practică, să fie îndeplinită condiția $x_0 < T^* < x_s$. Această condiție însă duce la un domeniu inutil de larg pentru x. Trebuie eliminată acea parte a domeniului lui x indicat, care corespunde temperaturilor, la care uzura termică a izolației se poate neglija. Astfel, considerînd uzura termică neglijabilă la acele temperaturi, la care factorul relativ de uzură

termică e sub valoarea minimă ρ_{min}, fixată convențional, limita arbitrară de integrare x_0 rezultă, conform rel. (6) din condiția:

$$e^{\left(\frac{1}{T_N^*}-\frac{1}{x_0}\right)} = \rho_{min} \tag{17}$$

deci:

$$x_0 = \frac{1}{\frac{1}{T_N^*} - \ln \rho_{min}} \tag{18}$$

Limita de integrare x_0 definită prin rel. (18) apare dependentă de T_N^*, care cuprinde constantele de material T_N și B. Pentru ca curba $Y(x)$ să fie reprezentată în tot domeniul lui x, în care la orice valoare a lui B, respectiv T_N să fie îndeplinită condiția $\rho > \rho_{min}$, în rel. (17) se va introduce valoarea cea mai mică posibilă a lui T_N^* pentru categoria de materiale electroizolante considerată, pentru care se calculează funcția $Y(x)$.

La $x < x_0$, se consideră $Y(x) = 0$.

4. Calculul numeric al funcției Y(x) în vederea utilizării ei la determinarea uzurii termice relative a transformatoarelor.

Ca o aplicație a metodei de calcul prezentate, se va calcula funcția $Y(x)$, ce poate servi la determinarea uzurii termice a transformatoarelor. Uzura termică a transformatoarelor e determinată de uzura termică a izolației de hîrtie îmbibată cu ulei. Determinarea curbei ajutătoare $Y(x)$ cere precizări prealabile privind domeniile de variație ale constantelor de material pentru categoria de materiale electroizolante în cauză. Astfel pe baza celor arătate în [6]...[9], se va adopta pentru constanta B domeniul de variație $B = 11\,500\,°K \ldots 17\,184\,°K$. Cu deosebită atenție trebuie privită valoarea $B = 14\,573\,°K$ [9]. În privința temperaturii T_N la care se obține o durată de viață normală a transformatoarelor cu ulei, există o foarte bună concordanță de păreri în literatura tehnică și anume $T_N = (273+95) \ldots (273+98) = 368\,°K \ldots 371\,°K$. Drept temperatură maximă pentru înfășurările transformatorului, considerată ca temperatură locală în locul cel mai cald, se admite valoarea de 140 °C, care corespunde recomandărilor CEI.

Din cele arătate rezultă domeniul de variație posibil al mărimii T_N^*:

$$T_N^* = \frac{368 \ldots 371}{11\,500 \ldots ; 17\,184} = 0{,}0323 \ldots 0{,}0214.$$

S-a arătat, că e recomandabil, să se adopte pentru constanta arbitrară K din rel. (10) valoarea $K \cong \frac{1}{T_{Nmed}^*}$. Deoarece valorile cele mai probabile ale constantelor de material B și T_N sînt $B = 14\,573\,°K$ și $T_N = 368\,°K$, funcția $Y(x)$ se va evalua în cele ce urmează pentru:

$$K = \frac{14\,573}{368} = 39{,}6$$

care totodată reprezintă și o valoare corespunzătoare unei valori aproximativ medii ale lui T_N^* în domeniul de variație posibil, indicat mai sus.

La calculul numeric al funcției $Y(x)$, limita inferioară de integrare x_0 se calculează pe baza rel. (18), admițînd $\rho_{min}=0{,}1$. Această cifră s-a admis cu totul arbitrar, dar a admite $\rho_{min}=0{,}1$, înseamnă a neglija procesul de uzură termică, cînd el se desfășoară de 10 ori mai lent, decît cel normal. Cum procesul normal de uzură termică asigură o durată de viață de cca 25 ani transformatorului, înseamnă că se neglijează procesul de uzură, care dacă ar acționa constant, ar duce la o durată de viață de peste 250 ani ! În condițiile precizate prin rel. (18) se obține $x_0=0{,}0204$, considerînd pentru T_N^* valoarea minimă posibilă, deci $T_N^*=0{,}0214$. De aici mai rezultă însă, că la o altă valoare a lui B decît cea care determină $T_N^*=0{,}0214$, a considera $Y(x)=0$ la $x<0{,}0204$ înseamnă neglijarea uzurii termice relative ce corespunde unor factori de uzură termică relativă ce se situează sub o valoare limită diferită de cea $\rho_{min}=0{,}1$. Această valoare limită, în funcție de B, se poate calcula cu relația :

$$\rho_{lim}=e^{\left[\frac{B}{368}-\frac{1}{0{,}0204}\right]} \tag{19i}$$

Rel. (19) s-a scris pe baza rel. (17). Legătura dintre ρ_{lim} și B e redată și prin fig. 2. Din această figură se constată că la micșorarea lui B, ρ_{lim} scade foarte pronunțat.

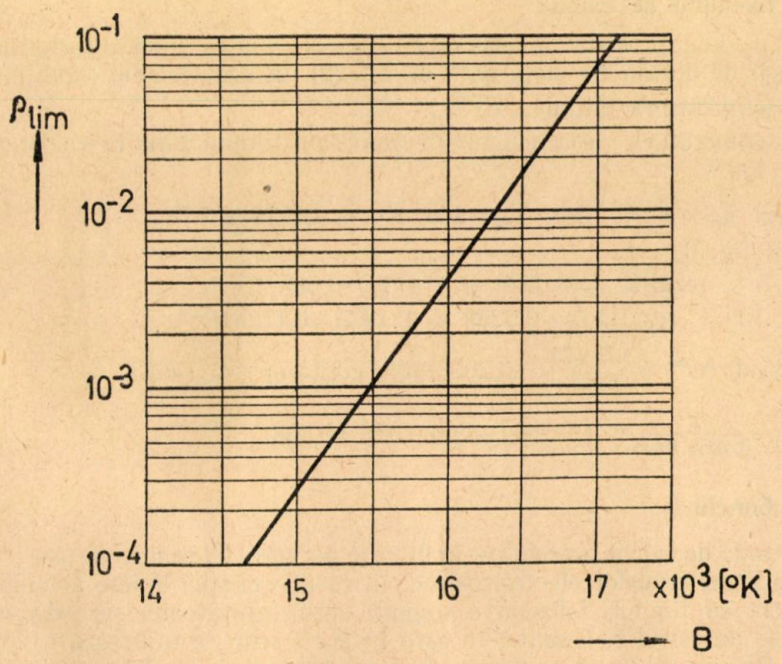


Fig. 2. Variația lui ρ_{lim} în raport cu constanta de material B.

Limita superioară de integrare, conform celor arătate în paragraful 3, se consideră:

$$x_s = T^*_{max} = \frac{273+140}{11\,500} \cong 0{,}0360 \tag{20}$$

adică x_s corespunde temperaturii maxime, ce poate apare în practică și valorii minime ale lui B. Semnul „aproximativ egal" la determinarea lui x_s înseamnă o rotunjire la o valoare mai mare.

Evaluarea numerică a funcției $Y(x)$ între limitele stabilite mai sus s-a făcut cu un calculator, rezultatele calculelor fiind redate prin curba din fig. 3. În partea inferioară a fig. 3 s-au trasat drepte, care permit trecerea simplă de la scara temperaturii la scara lui x la diferite valori ale lui B, ecuația dreptelor fiind $x = \frac{273+\theta}{B}$.

Se subliniază încă odată că curba lui $Y(x)$ e valabilă la orice valoare a constantelor de material B și T_N. La schimbarea lui B se schimbă doar dreapta, cu care se face trecerea de la scara temperaturilor la scara lui B în fig. 3 iar la $T_N \neq 368\,°K$, se aplică factorul de corecție $e^{\left(\frac{1}{T^*_N} - K\right)}$, conform rel. (16).

În fig. 3 s-a indicat, că reprezentarea grafică a funcției $Y(x)$ s-a făcut pentru $K = 39{,}6$.

5. Exemplu de calcul.

Să se determine uzura termică relativă a izolației unui transformator pe baza legii de durată de viață dată de rel. (2), în următoarele condiții:

– temperatura inițială: 75 °C;

– temperatura variază liniar în raport cu timpul pînă la valoarea finală de 105 °C.

Se admit $\theta_N = 95\,°C$ (deci $T_N = 368\,°K$) și $B = 14\,573\,°K$.

Din fig. 3:

la $\theta_i = 75\,°C$ rezultă $x = 0{,}0239$ și $Y(T^*_i) = 0{,}585 \cdot 10^{-4}$

la $\theta_f = 105\,°C$ rezultă $x = 0{,}0259$ și $Y(T^*_f) = 0{,}172 \cdot 10^{-2}$.

Avînd $\Delta T^* = \frac{105-75}{14573} = 0{,}2058 \cdot 10^{2}$, conform rel. (16):

$$u = \frac{1}{0{,}2058 \cdot 10^{-2}} (0{,}172 - 0{,}00585) \cdot 10^{-2} = 0{,}808.$$

6. Concluzii

Metoda de calcul prezentată în lucrare permite determinarea uzurii termice relative a materialelor electroizolante, în cazul variației liniare a temperaturii în raport cu timpul, folosind o singură curbă ajutătoare, spre deosebire de metodele de calcul cunoscute, în care în acest scop se utilizează o familie de curbe. Pe această bază se întrevede posibilitatea, de a elabora o metodă de

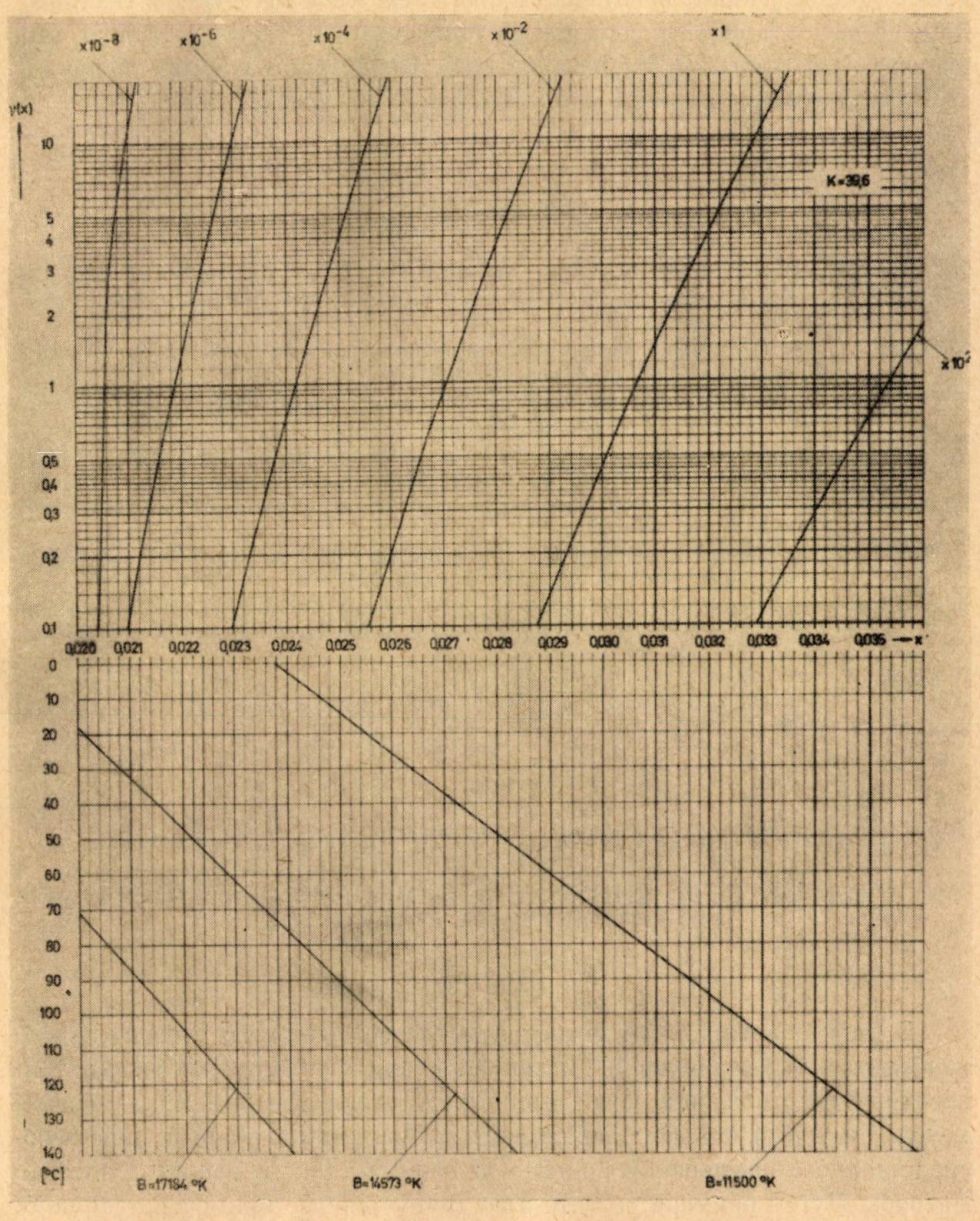


Fig. 3. Reprezentarea funcţiei Y(x) şi a curbelor, cu care se trece de la axa pentru temperaturi la axa lui x.

calcul, care să permită determinarea uzurii relative a materialelor electroizolante în cazul variației exponențiale a temperaturii în raport cu timpul, prin stabilirea unei familii de curbe ajutătoare. După cum s-a arătat în lucrare, în prezent această problemă e rezolvată doar în condiții particulare.

BIBLIOGRAFIE

1. *Montsinger V.M.* : Loading transformer by temperature-Trans. AIEE (49) 1930 pag. 776.
2. *Bussing W.* : Beiträge zum Lebensdauergesetz elektrischer Maschinen-Arch. Elecktrotechnik (36), 1942 pag. 333.
3. *Heinrich I.* : Mărirea gradului de precizie la evaluarea uzurii unui transformator-Bul. ISPE București (X) 1967 nr. 3 pag. 59.
4. *Frentz H.I.* : Zur Berechnung der Lebensdauer elecktrischer. Izolierstoffe bei konstanten und veränderlichen Alterungstemperaturen--ETZ-A (78) 1957 nr. 4 pag. 156.
5. *FrentzH.I.* : Ein Berechnungsschema für die Lebensdauer elektrischer Isolierstoffe bei Beanspruchung durch periodische Temperaturspiele-E.u.M. (75) 1958 nr. 7 pag. 485.
6. *Mantrov M.I.* : Srok slujbî izolații elektriceskih mașin pri teplovoi starenii-Electricestvo 1959 nr. 6 pag. 68.
7. *Sumner W.A., Stein G.M., Lockie A.M.* : Life expectancy of oil immersed insulation structures-Trans. AIEE III (72) 1953) oct. pag. 924.
8. *AIEE Commitee Report*: Progress report on test procedures for thermal evaluation of oil-immersed distribution transformers-IEEE Trans. Power Apparatus and Systems (82 S) 1963 pag. 56.
9. *Craghead D.O., Erskine W.A.* : Determination of thermal life expectancy of everhaed distribution transformers-*IEEE* Trans. Power Apparatus and Systems (86), 1967 nr. 9 pag. 1066.

ОПРОЩЕННЫЙ МЕТОД ОПРЕДЕЛЕНИЯ ТЕПЛОВОГО ОТНОСИТЕЛЬНОГО ИЗНОСА ЭЛЕКТРОИЗОЛИРУЮЩИХ МАТЕРИАЛОВ ПРИ ЛИНЕЙНОМ ИЗМЕНЕНЫМ ТЕМПЕРАТУРЫ ПО ОТНОШЕНИЮ К ВРЕМЕНИ.

РЕЗЮМЕ

В работе представлен метод определения теплового относительного износа электроизолирующих материалов при линейном изменении температуры по отношению к времени. Представлены теоретические основы метода, который затем обрабатывается конкретным образом для непосредственного применения при определении теплового износа трансформаторов. Путем примера расчета илюстрируется, что применение данного метода весьма просто. Подчеркиваетсз, что идея стоящая в основе описанного метода расчета, может быт обобщена при расчете теплового износав случае экспериментального изменения температуры.

VEREINFACHTE METHODE ZUR BESTIMMUNG DER RELATIVEN THERMISCHEN ALTERUNG DER ELEKTRISCHEN ISOLIERSTOFFE BEI ZEITLICH LINIAREM ANSTIEG DER TEMPERATUR

ZUSAMMENFASSUNG

In der Arbeit wird eine Bestimmungsmethode der relativen thermischen Alterung der elecktrischen Isolierstoffe bei zeitlich liniarem Anstieg der Temperatur dargestellt. Nach Angabe der theoretischen Grundlagen der Methode, wird diese konkret ausgearbeitet, um unmittelbar zur Bestimmung der thermischen Alterung der Transformatoren verwendet werden zu können. An Hand einer konkreten Berechnung als Beispiel wird die Einfachheit der dargestellten Methode bewiesen. Es wird hervorgehoben, dass die originelle Idee, auf der die ausgearbeitete Berechnungsmethode beruht, auch auf die Berechnung der thermischen Alterung im Falle exponentieller Temperaturänderung übertragen werden kann.

SUMATOR BINAR PARALEL DE ÎNALTĂ VITEZĂ

DE
A. SOCENEANȚU

I. Introducere

Unul dintre cele mai importante aspecte care se impun atunci cînd se construiesc calculatoare și care în nici un caz nu poate fi neglijat, este prețul de cost care se obține pentru un proiect, în urma executării acestuia cu calculatorul electronic. Wollace G. Chambers [1] și E. L. Harden [2], ambii prezintă curbe stabilite pe baza datelor experimentale din S.U.A. potrivit cărora prețul de cost scade pentru un anumit proiect, cu cît viteza de lucru a calculatorului crește.

H. R. J. Grosch în lucrarea sa [3] arată că legea de variație a costului în funcție de viteza de lucru este : $C=\frac{K}{\sqrt{V}}$, unde K este o constantă. Relația este stabilită pentru ansamblul unui calculator, ținînd cont și de introducerea și extragerea datelor.

Astfel se justifică economic faptul că se tinde spre construirea de subansamble ale calculatoarelor cît mai rapide.

În continuare în această lucrare se va prezenta o propunere pentru o schemă logică a unui sumator binar paralel de înaltă viteză, care se caracterizează printr-o relativă simplitate.

II. Prezentarea stadiului actual

În anul 1959, trei cercetători, T. Kilburn [4] [5] din Anglia, I. N. Bucreev [6] din U.R.S.S. și F. Salter [7] din S.U.A. au prezentat cu totul independent aceeași idee, a cărei noutate constă în aceea că în cadrul unui sumator transferul se propagă pe o linie de transfer, pregătită de biții rangurilor, înainte ca acesta să se propage, și independent de ele. Transferul trece prin rangurile prin care se propagă fără a produce modificări de nivele ca și printr-un conductor, deci fără a fi întîrziat.

În figura 1 se prezintă schema logică pentru realizarea sumei și a diferenței propusă de T. Kilburn. Se vede că există trei cazuri distincte în care lucrează dispozitivul :

1) Cazul de adunare $x+y$ cînd se dă comanda de adunare
2) Cazul de scădere $x-y$ cînd se dă comanda de scădere
3) Cazul de scădere $y-x$ cînd se dă comanda de scădere, dar în urma aranjării circuitelor conform figurii 1, operația se realizează de fapt printr-o adunare a complementului $y+x+1$, fiind necesar ca în rangul cel mai puțin semnificativ să se introducă 1.

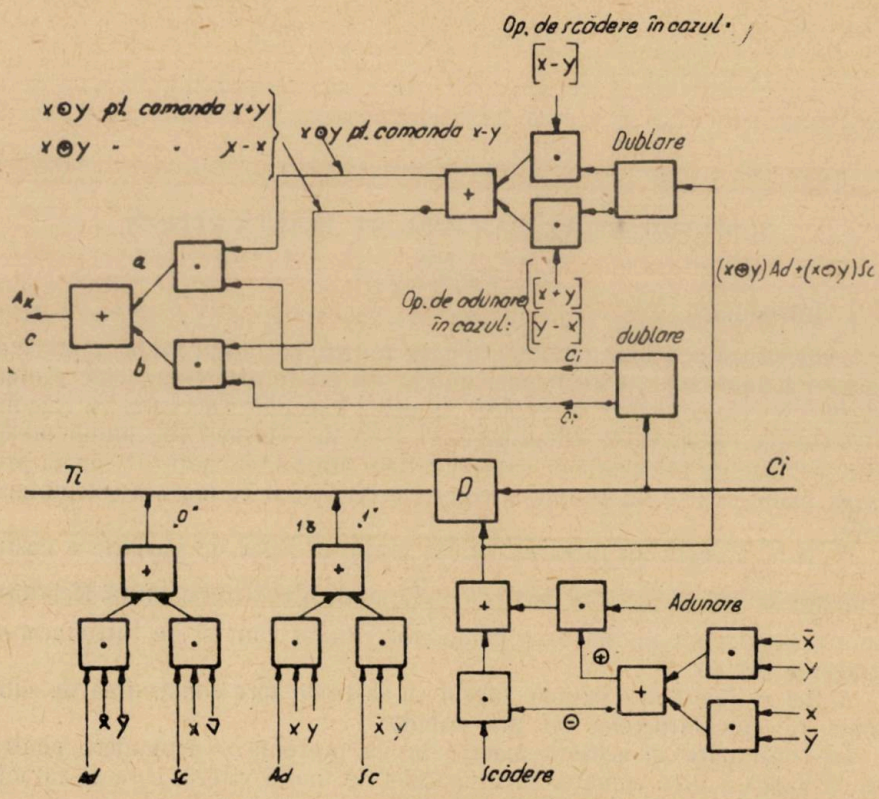


Fig. 1.

În tabelul 1 se prezintă funcțiile realizate în punctele *a*, *b*, *c*, din figura 1.

Deoarece la majoritatea calculelor dispozitivului aritmetic nu este prevăzut a efectua direct și operația $y-x$, în continuare, se vor studia posibilitățile de simplificare a schemei pentru cazul cînd operația nu se efectuează direct, apoi pentru cazul cînd ea se realizează.

Cazul	Comanda	Funcția realizată		
		a	b	c
x + y	Adunare	$(x \odot y)\, C_{K-1}$	$(x \oplus y)\, \bar{C}_{K-1}$	$(x \odot y)\, C_{K-1} + (x \oplus y)\, \bar{C}_{K-1}$
x - y	Scădere	$(x \odot y)\, C_{K-1}$	$(x \oplus y)\, \bar{W}_{K-1}$	$(x \odot y)\, W_{K-1} + (x \oplus y)\, \bar{W}_{K-1}$
y - x	Scădere	$(x \oplus y)\, W_{K-1}$	$(x \odot y)\, \bar{W}_{K-1}$	$(x \oplus y)\, W_{K-1} + (x \odot y)\, \bar{W}_{K-1}$

III. Schemele propuse

A. *Dispozitiv aritmetic care realizează operațiile* $x+y$ *și* $x-y$.

Alegînd codul complimentar de 2 pentru reprezentarea numerelor scăderea se poate face după algoritmul :

$$x-y=x+\bar{y}+1$$

indiferent dacă x și y sînt pozitivi sau negativi, deci scăderea se reduce la o adunare.

Dacă registrul „x" are funcția de acumulator schema logică este suficient să furnizeze semnalul ΔS de modificare a stării registrului „x" pentru ca conținutul lui să devină egal cu valoarea sumei sau a diferenței. În continuare acest caz se va lua în considerare. Trigherele din care e format acumulatorul trebuie să fie comandate simetric.

Expresia semnalului de comandă și a transferului, în cazul adunării, se poate stabili din tabelul de funcționare unde i poate

$$\Delta S_i^+ = Y_i \oplus C_i \qquad (1) \qquad T_i^+ = C_{i+1} \qquad (3)$$

$$T_i^+ = X_i Y_i + C_i (X_i \oplus Y_i) \qquad (2) \qquad C_\beta = 0 \qquad (4)$$

lua valori între $\alpha \leqslant i \leqslant \beta$, α fiind rangul cel mai semnificativ iar β rangul cel mai puțin semnificativ.

În cazul scăderii, aceasta se realizează după aceleași reguli ca și adunarea cu deosebire că în loc de Y se ia $\bar{Y}$ fără a se pierde un tact pentru complementare deoarece atît Y cît și $\bar{Y}$ sînt disponibili, fiind luați de la colectoarele trigherelor ce formează registrul Y.

Relațiile pentru semnalul ΔS și pentru transfer se pot obține din (1) și (2) și sînt de forma :

$$\Delta S_i^- = Y_i \odot C_i \qquad (5) \qquad T_i^- = C_{i+1} \qquad (7)$$

$$T_i^- = X_i \bar{Y}_i + C_i (X_i \odot Y_i) \qquad (6) \qquad C_\beta = 2^\beta \qquad (8)$$

unde de asemenea „i" poate lua valori $\alpha \leqslant i \leqslant \beta$.

În cazul în care se urmărește o viteză mare, adică adunarea să se facă într-un tact atît relațiile pentru adunare cît și cele pentru scădere trebuie să fie realizate simultan. Schema ce rezultă în acest caz e prezentată în figura 2. Comparînd-o cu cea din figura 1, se vede că singura simplificare constă în aceea că s-a redus un circuit de dublare, dar această reducere este încă practic neînsemnată.

În cazul scăderii apare complicația că în ultimul rang conform relației (8) trebuie introdus un transfer egal cu 1 spre deosebire de adunare cînd se introduce un transfer egal cu 0. Pentru a elimina acest aspect, și pentru a simplifica schema se poate lua în considerare în cazul scăderii, în locul transferului C_i, complementul acestuia $\bar{C}_i$. Prin acestea, în ultimul rang transferul ce intră în el este tot timpul legat la același potențial ce reprezintă C_β =„0" în cazul adunării și $\bar{C}_\beta$ =„0" în cazul scăderii.

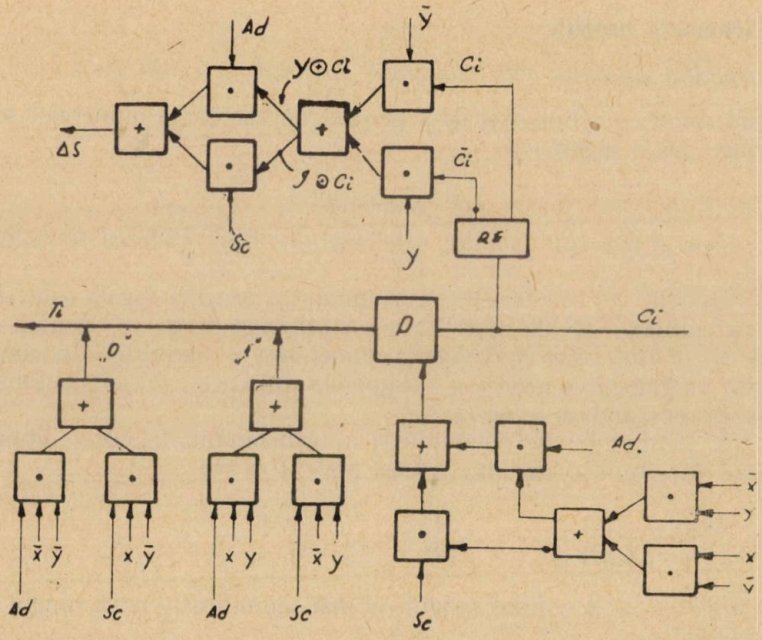


Fig. 2.

În urma acestei schimbări este necesar să se modifice în mod corespunzător și relațiile (5) și (6) astfel încît să conducă la același rezultat ca și înainte. Modificările necesare rezultă din tabela 2.

Relațiile (5) și (6) devin:

$$\Delta S^{-} = Y \odot \bar{C}_i = Y \oplus C_i \qquad (9) \qquad T^{-} = \bar{X}Y + C_i (X \odot Y) \qquad (10)$$

Schema ce rezultă în acest caz este dată în figura 3.

Tabelul 2

	Se ia în considerare	
	C_i	$\bar{C}_i$
Produce transfer = 1	xy	$\bar{x}y$
Produce transfer = 0	$\bar{x}\bar{y}$	$x\bar{y}$
Propagă transferul = 1 sau zero	$\bar{x}y$	xy
	$x\bar{y}$	$\bar{x}y$

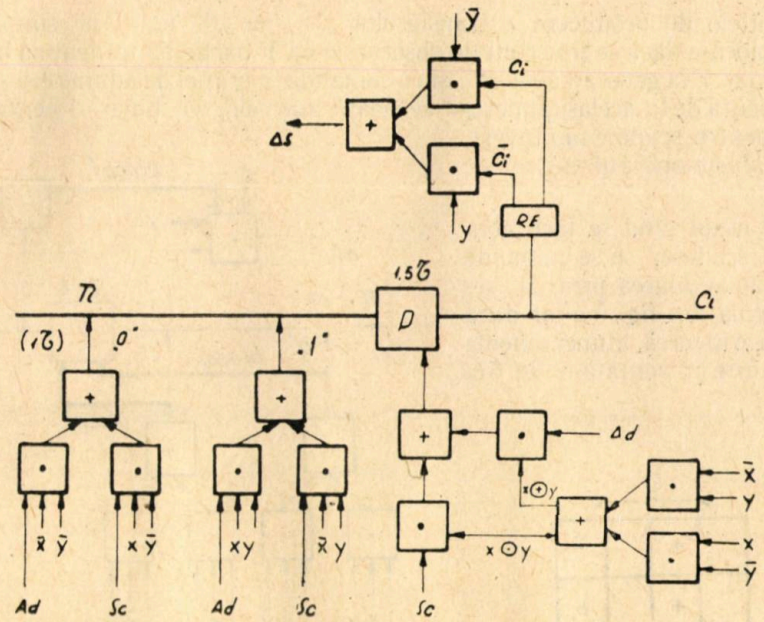


Fig. 3

Exact la aceeași schemă se ajunge dacă se procedează invers, adică scăderea se face după regulile de scădere, iar adunarea se realizează scăzînd complementul lui Y.

Tot la schema din figura 3 se ajunge dacă adunarea se realizează după algoritmul de adunare, scăderea după algoritmul de scădere, numerele fiind reprezentate în codul complement de 2.

Față de cele expuse există posibilitatea de a se simplifica schema din punct de vedere al numărului de circuite, și tot odată de a-i asigura o viteză mare de lucru.

Schema se bazează pe observația că circuitele de generare a transferului „1" și „0", lucrează în mod exclusiv, cu circuitele ce comandă poarta P, în toate schemele discutate mai sus. Astfel nu este necesar a se contrui circuite în plus pentru comanda lui P, deoarece circuitele de generare a transferului pot furniza informația necesară comandării porții P : cînd unul din aceste circuite generează semnal de transfer, poarta P trebuie blocată indiferent de operația ce se execută și invers cînd nu se generează transfer 1 sau 0, poarta P trebuie comandată indiferent de operația ce se execută.

O altă simplificare se obține dacă la circuitul de producere a lui ΔS se introduce un blocaj. În diagrama Veitch (fig. 4) se vede că :

$$C_i + Y = S \text{ blocat de } (C_i - Y_i) \qquad (11)$$

deci dacă circuitul SAU $(C_i + X)$ se blochează pentru cazul $C_i Y_i$ se obține la ieșirea lui, tocmai ΔS. Un asemenea circuit constituie subiectul unui brevet de invenție [8]. Schema ce rezultă se prezintă în figura 5.

Circuitele de producere a transferului „1" sau „0" pot fi și simplificate folosind blocaje dacă se ține cont de observația că Y participă totdeauna la generarea lui 1 iar Y la generarea lui „0", și că comanda operației de adunare și scădere poate fi făcută de la același punct „o" ce poate lua valoarea binară 1 pentru adunare și 0 pentru scădere sau invers, deoarece aceste operații nu au loc simultan.

Pentru cazul cînd se face convenția ca scăderea să se comande prin „1" iar adunarea prin „0" rezultă schema din fig. 6 *a* iar dacă convenția e inversă, atunci schema ce rezultă este prezentată în fig. 6 *b*.

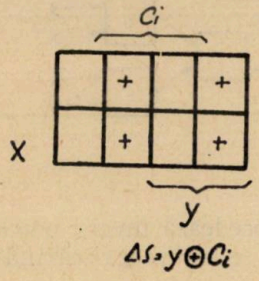


Fig. 4

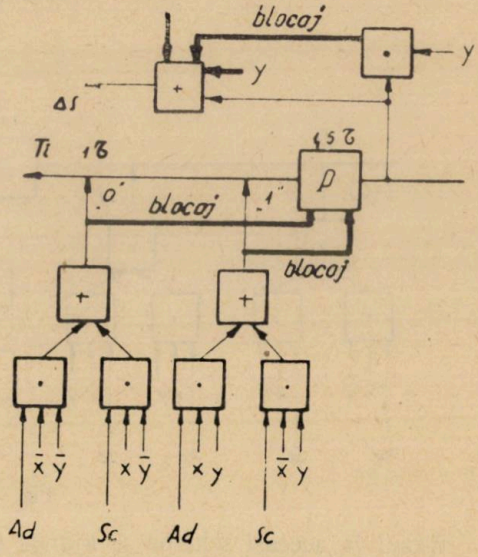


Fig. 5.

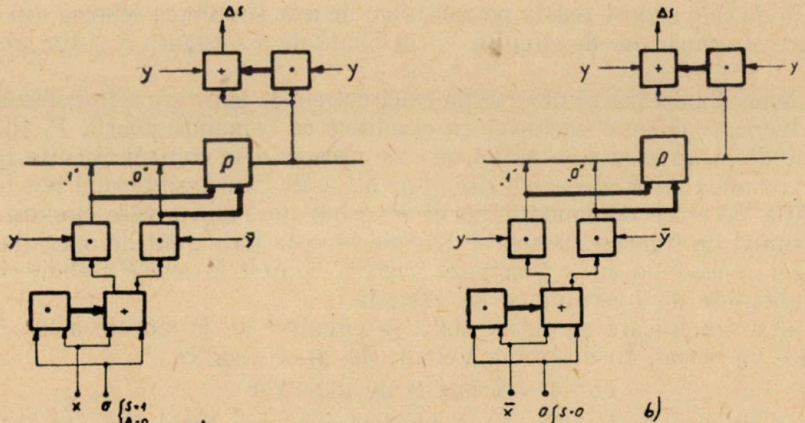


Fig. 6.

III. B. *Dispozitivul aritmetic realizează operația* $X+Y$, $X-Y$ *și* $-X+Y$.

Pentru cazul în care dispozitivul aritmetic realizează operația $(-x+y)$ din tabelul de funcționare rezultă :

$$\Delta=C_i+Y_i \qquad (12) \qquad I=XY+C_i(XY). \qquad (13)$$

Relația 13 arată că se generează un împrumut în cazul $G_1=X\bar{Y}$, că se generează zero $G_0=\bar{X}Y$ și că condiția de propagare a împrumutului $(X\cdot Y)$ apare numai cînd nu se generează în rangul respectiv împrumut „0" sau „1". Schema ce rezultă ținînd cont și de cazul de mai sus este prezentată în figura 7. În această schemă se presupune că semnalele de comandă pentru adunare (A), scădere (S) și scădere $(-x+Y)$ notat în figură cu S^* nu apar niciodată simultan ci totdeauna numai cîte unul. Circuitele de generare a transferului „0" respectiv „1" pot fi simplificate dacă în loc de 3 variabile separate (A, S, S^*) pentru comandarea celor 3 operații, se iau în considerare numai 2, de exemplu M, N și cu ajutorul lor se codifică cele 3 operații. Acesta e posibil deoarece 2 variabile Booleene pot fi combinate rezultînd 4 stări distincte, dintre care 3 ar fi folosite pentru comanda celor 3 operații iar a patra ar fi o combinație interzisă. Furnizarea comenzilor M și N pentru efectuarea celor 3 operații aritmetice precum și neapariția combinației interzise, este o sarcină a dispozitivului de comandă local a dispozitivului aritmetic, sau a dispozitivului central de comandă.

În tabelul 3 se prezintă pentru cele 4 stări posibile a mărimilor de comandă M și N aranjări de cîte trei stări care se pot alege, pentru a codifica cele 3 operații $(A_4^3=24)$.

Studiindu-se cele 24 de posibilități s-a ajuns la concluzia că schema permite simplificări în patru cazuri, și anume cazurile notate în tabel cu 4, 12, 17 și 22.

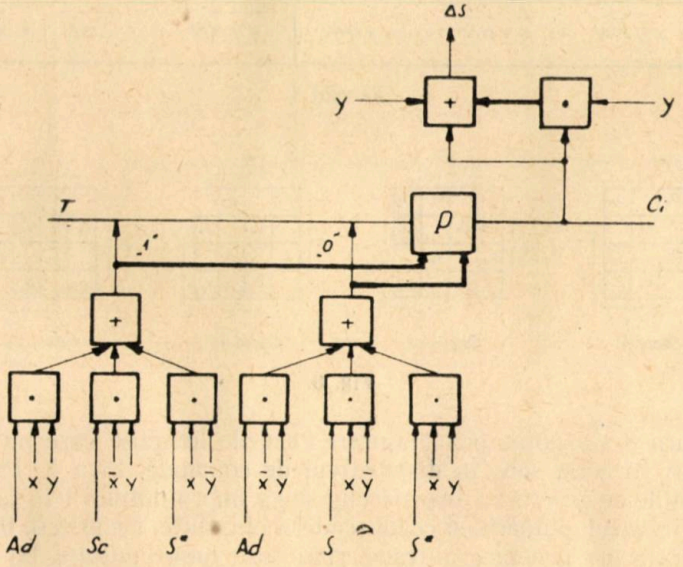


Fig. 7

M N	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24
0 0	I	I	S	S^*	S^*	S	S^*	S	S	S^*	I	I	A	A	A	A	A	A	I	I	S^*	S	S	S^*
0 1	S	S^*	I	I	S	S^*	S	S^*	I	I	S	S^*	I	I	S	S^*	S	S^*	A	A	A	A	A	A
1 0	A	A	A	A	A	A	I	I	S^*	S	S^*	S	S	S^*	I	I	S^*	S	S	S^*	I	I	S^*	S
1 1	S^*	S	S^*	S	I	I	A	A	A	A	A	A	S^*	S	S^*	S	I	I	S^*	S	S	S^*	I	I

Tabelul 3

In continuare, pentru cele 4 cazuri se prezintă în tabelul 4 condițiile de generare „1" și „0" precum și diagramele Veitch corespunzătoare (fig. 8).

Cazul	Condiția de generare „1"			Condiția de generare „0"		
	Adunare	Scădere	Scădere*	Adunare	Scădere	Scădere*
4	$xy\bar{M}\bar{N} + \bar{x}yMN + x\bar{y}\bar{M}\bar{N}$			$\bar{x}\bar{y}M\bar{N} + x\bar{y}MN + \bar{x}y\bar{M}\bar{N}$		
12	$xyMN + \bar{x}yM\bar{N} + x\bar{y}\bar{M}N$			$\bar{x}\bar{y}MN + x\bar{y}M\bar{N} + \bar{x}y\bar{M}N$		
17	$xy\bar{M}\bar{N} + \bar{x}y\bar{M}N + x\bar{y}M\bar{N}$			$\bar{x}\bar{y}\bar{M}\bar{N} + x\bar{y}\bar{M}N + \bar{x}yM\bar{N}$		
22	$xy\bar{M}N + \bar{x}y\bar{M}\bar{N} + x\bar{y}MN$			$\bar{x}\bar{y}MN + x\bar{y}\bar{M}\bar{N} + \bar{x}yMN$		

Tabelul 4

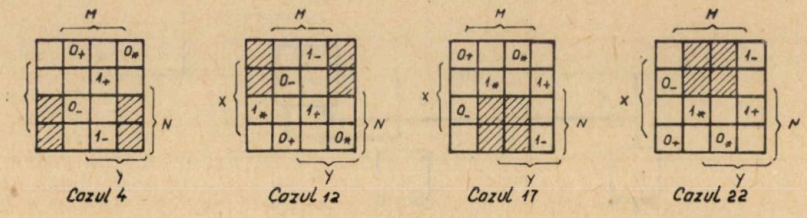
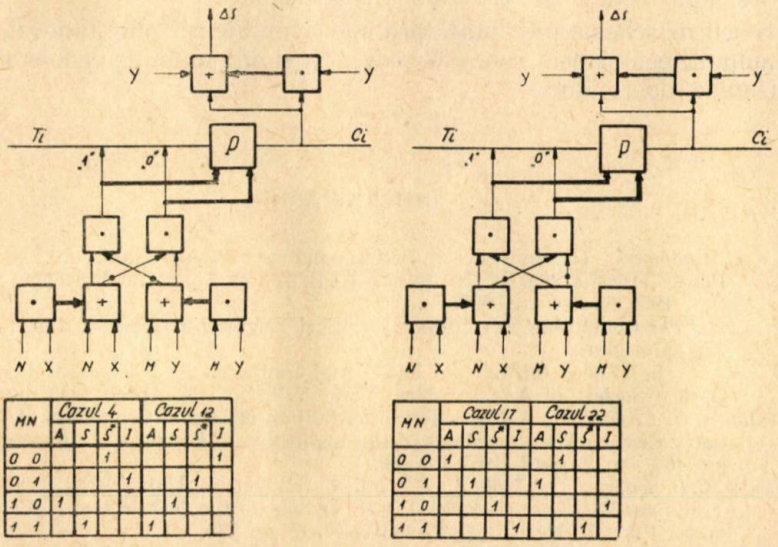


Fig. 8.

În figura 8 s-a notat prin haşurare cazurile interzise care nu apar, fiind luate măsuri în acest sens în dispozitivul de comandă. Prin 1, 1^+ și 1^- s-au notat condițiile de generare a transferului sau a împrumutului 1 în cazul scăderii $(-X+Y)$, în cazul adunării, și cazul scăderii obișnuite, iar prin 0, 0^+ și 0^- s-au notat condițiile de generare a transferului sau împrumutului lui „0" pentru aceleași cazuri. Ceea ce este comun pentru toate cele 4 diagrame, și nu se întîl-

nește la diagramele corespunzătoare celorlalte 20 de cazuri este faptul că condițiile de generare „1" se află situate pe 2 linii și 2 coloane, iar pe celelalte 2 linii și celelalte 2 coloane se află condițiile de generare „0".

Construind schemele pentru cele 4 cazuri se constată că pentru cazul 4 și 12 rezultă aceeași schemă, figura 9 *a*, deosebirea constînd numai în convenția de codificare pentru cele 3 operații și situația interzisă, în funcția de M și N. La fel se prezintă situația și pentru cazurile 17 și 22, adică aceeași schemă (fig. 9 *b*) dar convenția de codificare putînd fi diferită.



MN	Cazul 4				Cazul 12			
	A	S	$\bar{S}$	I	A	S	$\bar{S}$	I
0 0			1					1
0 1				1			1	
1 0	1					1		
1 1		1			1			

MN	Cazul 17				Cazul 22			
	A	S	$\bar{S}$	I	A	S	$\bar{S}$	I
0 0	1					1		
0 1		1			1			
1 0			1					1
1 1				1			1	

Fig. 9.

Concluzii

În lucrare se prezintă 2 scheme logice noi, cea din fig. 6 *a* și *b* pentru cazul cînd dispozitivul aritmetic realizează doar operațiile $(X+Y)$ și $(X-Y)$, și cea din figura 9 *a* și *b* pentru cazul cînd se realizează un plus și operația $(-X+Y)$.

Comparînd această ultimă schemă cu cea din figura 1, ambele permițînd realizarea acelorași operații, rezultă următoarele:

— în figura 1 numărul de circuite logice (considerînd și cele 2 circuite de dublare) este 21, iar în figura 9 numărul lor se ridică la 11 deci s-a făcut o reducere la mai puțin de jumătate

— în figura 1 în total sînt 18 intrări luînd în evidență și comenzile pentru efectuarea operațiilor, iar în figura 9 sînt numai 10 intrări.

În ceea ce privește viteza de realizare a operațiilor dată de schema logică, în figura 1 se vede că din momentul comandării operației de adunare sau de scădere suma e disponibilă la ieșirea A după $3{,}5\tau$, și aceasta numai dacă la rangul respectiv este disponibil transferul din rangul anterior cel tîrziu la $2{,}5\tau$ de la

comandarea operației. Întotdeauna această condiție e satisfăcută, deoarece transferul se generează în 1τ iar timpul de propagare, conform datelor experimentale publicate [1] este mic, putînd fi considerat practic egal cu 0. Rezultă că operația de adunare sau de scădere este terminată la 3,5τ.

În figura 9, semnalul Δ S al unui rang este disponibil la 1τ de la apariția transferului; considerînd că timpul de propagare este egal cu zero și timpul de generare a transferului este egal cu 1τ rezultă că semnalul Δ S este disponibil în toate rangurile la 2τ iar suma sau diferența este terminată la 2(2τ+tb) unde prin tb s-a notat timpul de basculare a trigherului.

În concluzie schema prezentată prezintă avantaje atît din punct de vedere al volumului de echipament care este redus, cît și din punct de vedere al vitezei de realizare a operațiilor.

BIBLIOGRAFIE

1. *Wallace, G. Chambers*: The Influence of Performance and Desing Limits on The Desing of Power Transformers by Computer. A.I.E. Power Apparatus Systems. Oct. 1959 Nr. 44 pfg. 8975.
2. *F.L. Harden*: *The* Computing Revolution. Electrical Engineering Vol. 76, Iunie 1957, pag. 376—481.
3. *H.R.J. Grosch*: High Speed Arithmetic. The Digital Computer As a Research Cool. Jirnal, Optical Society of America, New York, N.Y. vol. 34, Aprile 1953, pg. 306.
4. *Tom Kilburn, G. Edwars, D. Aspinal*: Parallel Addition of Digital Computers. A New Fast Carry Circuit. The Procedings of the Institution of Electrical Engineers. Part. B, pg. 464, Nr. 29 Sept. 1959 London.
5. *T. Kilburn G.B. Edwars, D. Aspinal* „A Parallel Arithemetic Unit Using A Saturated Transistor Fast Carry Circuit. The Procedings of the Instution of Electrical Engineers. Part. B, Nr. 36 Nov. 1960 vol. 107 pg. 573.
6. *I.N. Bukreev*: O postroienii bîstrodestuiușcih reprovliaiușcih vîcislitelinîh mașinî. Primenenie vîcisteninoi tehnic dlia automatizații proizvodstvo. Sub redacția V. V. Solodovnicov Maaghiz 1961 Moscova.
7. *F. Salter:* High Speed Tranzistorized Adder for A Digital Computer. I.R.E. Transcation on Electronic Computers 1960 Dec. pg. 461—464.
8. *A. Soceneanțu:* Metoda și schemă de furnizare simultană a funcțiilor logice EXCLUSIV SAU și COINCIDENȚĂ. Brevet RSR 51838.

ВЫСОКОСКОРОСТНОЕ БИНАРНОЕ СУММИРУЮЩЕЕ УСТРОЙСТВО.

РЕЗЮМЕ

На основании суммирующего устройства предложенного Т. Кильбурном, в настоящей работе предлагается конструкция новых суммирующих устройств. характеризующихся меньшим объемом по сравнению со схемой Т. Кильбурна, сохранняя всё же высокую скорость сложений и вычитаний.

PARALLELE BINARE ADDIERSCHALTUNG VON HOHER GESCHWINDIGKEIT

ZUSAMMENFASSUNG

Als Ausgangspunkt die von T. Kilburn vorgeschlagene Addierschaltung nehmend, werden in der Arbeit Vorschlage, den Bau neuer Schemen von Addierschaltungen betreffend, gemacht. Charakteristisch fur diese ist ihr kleineres Ausrustungsvolumen als jenes der Schemen von T. Kilburn und dass sie trotzdem eine grosse Verwirklichungsgeschwindigkeit der arithmetischen Additions und Subtraktionsoperationen beibehalten.

DETERMINAREA PRIN METODA IZOCLINELOR A CURENTULUI SECUNDAR PERMANENT PERIODIC AL TRANSFORMATORULUI DE CURENT CU MIEZUL SATURAT

DE
I. BRAŞOVAN

Introducere

Funcţionarea transformatorului de curent în regimul permanent determinat de un curent primar sinusoidal care provoacă saturaţia miezului feromagnetic prezintă o importanţă deosebită în analizarea comportării instalaţiilor de măsurare şi protecţie prin relee şi a fost studiată sub diferite aspecte în literatura de specialitate. Datorită saturaţiei miezului feromagnetic forma de variaţie în timp a curentului secundar este distorsionată faţă de cea a curentului primar sinusoidal, fapt scos în evidenţă de verificările experimentale [5], [6], [7]. În [3], [4] se determină forma distorionată a curentului secundar în regimul de saturaţie al miezului feromagnetic căruia i se atribuie o caracteristică magnetică idealizată. Determinarea curentului din circuitul secundar cu caracter pur ohmic al unui transformator de curent cu înfăşurarea primară străbătută de un curent sinusoidal în regimul de saturaţie al miezului feromagnetic se poate face mai precis printr-o metodă grafică propusă de autor [1]. Metoda izoclinelor [2] aplicată în cele ce urmează permite determinarea curentului secundar în regimul permanent periodic precizat mai sus şi cînd circuitul secundar al transformatorului de curent are caracter inductiv. Acest mod de rezolvare a ecuaţiilor diferenţiale ale transformatorului de curent în regimul de saturaţie al saturaţie al miezului feromagnetic produs de un curent primar sinusoidal nu se cunoaşte în literatura de specialitate.

Rezolvarea ecuaţiilor diferenţiale ale transformatorului de curent prin metoda izoclinelor

Se fac următoarele ipoteze :

– curentul primar al transformatorului de curent este sinusoidal de valoare şi pulsaţie cunoscută ;

– caracteristica fundamentală de magnetizare a miezului feromagnetic al transformatorului de curent este dată grafic, fiind determinată în regimul armonic al înlănţuirii magnetice cu pulsaţia curentului primar. În procesul funcţionării transformatorului de curent forma de variaţie în timp a înlănţuirii magnetice se abate întrucîtva de la cea armonică ; se presupune însă că aceasta nu modifică aspectul caracteristicii fundamentale de magnetizare ;

– pierderile de energie în miezul feromagnetic sînt neglijabile.

Notaţiile adoptate sînt :

N_1 – numărul de spire al înfăşurării primare ;
N_2 – numărul de spire al înfăşurării secundare ;
R_2 – rezistenţa înfăşurării secundare, [Ω] ;
R – rezistenţa sarcinii din circuitul secundar, [Ω] ;
L_2 – inductivitatea de dispersie a înfăşurării secundare, [H] ;
L – inductivitatea sarcinii din circuitul secundar, [H] ;
ψ – valoarea momentană a înlănţuirii magnetice a înfăşurării secundare corespunzătoare fluxului util Φ, [Wb]
i_1 – valoarea momentană a curentului primar (conform primei ipoteze enunţate $i_1 = i_{1max} \sin \omega t$), [A] ;
i_2 – valoarea momentană a curentului secundar, [A] ;
i_0 – valoarea momentană a curentului total, [A] ;
t – timpul, [s].

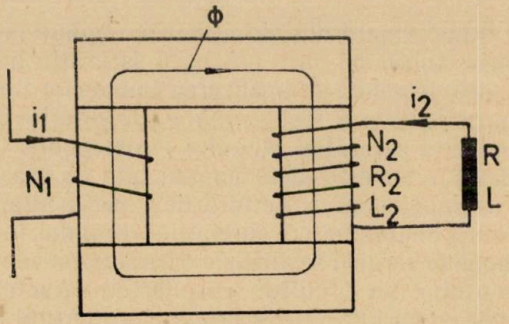


Fig. 1. Sensurile pozitive în transformatorul de curent.

Admiţînd sensurile pozitive din fig. 1, rezultă pe baza legii circuitului magnetic şi a legii inducţiei electromagnetice

$$i_{1max} N_1 \sin \omega t + i_2 N_2 = i_0 N_1 \tag{1}$$

$$-\frac{d\psi}{dt} = (L_2 + L)\frac{di_2}{dt} + (R_2 + R) i_2 \tag{2}$$

Relaţiile (1), (2) sînt legate între ele prin caracteristica fundamentală de magnetizare $i_0(\psi)$ redată grafic. Din relaţia (1) se obţine expresia

$$i_2 = \frac{N_1}{N_2}(i_0 - i_{1max} \sin \omega t)$$

care înlocuită în ecuaţia (2) dă

$$\left[\frac{N_2}{N_1} + (L_2 + L)\frac{di_0(\psi)}{d\psi}\right]\frac{d\psi}{dt} + (R_2 + R) i_0(\psi) = (L_2 + L) i_{1max} \omega \cos \omega t + (R_2 + R) i_{1max} \sin \omega t \tag{3}$$

Curentul secundar i_2 reprezintă soluţia sistemului de ecuaţii diferenţiale (2), (3). Întrucît se cercetează regimul permanent de funcţionare al transformatorului de curent, se urmăreşte determinarea soluţiei periodice a sistemului de ecuaţii diferenţiale (2), (3).

Ecuația diferențială neliniară (3) se rezolvă prin metoda izoclinelor [2]. În planul (t,ψ) se reprezintă grafic familia de izocline caracterizată prin ecuația

$$\frac{d\psi}{dt}=\frac{(L_2+L)i_{1max}\omega\cos\omega t+(R_2+R)i_{1max}\sin\omega t-i_0(\psi)}{\frac{N_2}{N_1}+(L_2+L)\frac{di_0(\psi)}{d\psi}}=\text{const} \tag{4}$$

dedusă din ecuația diferențială (3). În dreptul fiecărei izocline se trasează segmente de dreaptă avînd înclinația corespunzătoare izoclinelor respective, obținîndu-se orientarea familiei de curbe reprezentînd soluția $\psi(t)$ a ecuației diferențiale (3). Din familia de curbe se ce poate trasa în acest fel, se alege curba care reprezintă soluția permanentă periodică, cu alte cuvinte cea care satisface condiția la limită

$$\psi(t)=\psi\left(t+\frac{2\pi}{\omega}\right) \tag{5}$$

Înlănțuirea magnetică permanentă periodică determinată în acest fel se descompune în serie Fourier și se înlocuiește apoi în ecuația diferențială liniară neomogenă cu coeficienți constanți (2). Soluția permanentă periodică a ecuației diferențiale (2) reprezintă curentul secundar $i_2(t)$ căutat.

Verificare experimentală

Metoda de calcul expusă mai sus a fost verificată experimental pe un transformator de curent tip T*i* 44—1 (Hartmann und Braun) avînd curentul primar nominal $I_{1n}=15$ A, curentul secundar nominal $I_{2n}=5$ A, frecvența nominală $f_n=50$ Hz, impedanța nominală a sarcinii din circuitul secundar $Z_n=0{,}2\ \Omega$, clasa de precizie 0,2. Înfășurarea primară a acestui transformator de curent a fost parcursă de curentul $i_1=1{,}65\sin 314\,t$ [A]. Caracteristica fundamentală de magnetizare a circuitului feromagnetic al aceluiași transformator de curent determinată la o variație armonică a înlănțuirii magnetice cu pulsația $\omega=314$ rad/s este reprezentată grafic în fig. 2. Raportul numărului de spire al înfășurării transformatorului de curent se ia egal cu raportul de transformare nominal $N_2/N_1=I_{1n}/I_2=15/5=3$. Inductivitatea de dispersie a înfășurării secundare este neglijabilă $L_2=0$, iar inductivitatea sarcinii din secundar este $L=4{,}38\cdot10^{-3}$ H; rezistența totală a circuitului secundar este $R_2+R=8{,}95\ \Omega$.

Pe baza acestor date se scrie ecuația izoclinelor

$$\frac{d\psi}{dt}=\frac{4{,}38\cdot10^{-3}\cdot1{,}65\cdot314\cos 314t+8{,}95(1{,}65\sin 314t-i_0(\psi))}{3+4{,}38\cdot10^{-3}\frac{di_0(\psi)}{d\psi}}\quad[\text{V}]$$

care sînt reprezentate grafic în fig. 3. Pentru a obține un desen clar, scara înlănțuirii magnetice s-a luat mai mare pentru valorile $\psi<-10^{-2}$ Wb și $\psi>10^{-2}$ Wb. În dreptul izoclinelor sînt trasate segmente de dreaptă cu înclinația corespunzătoare izoclinelor respective, obținîndu-se orientarea generală a familiei de curbe reprezentînd variația înlănțuirii magnetice în raport cu timpul. Pe baza condiției

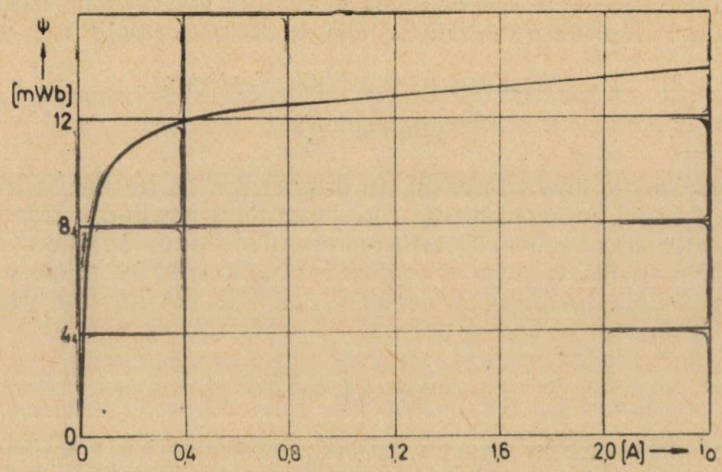


Fig. 2. Caracteristica fundamentală de magnetizare a circuitului feromagnetic al transformatorului de curent tip Ti 44-1 (Hartmann und Braun).

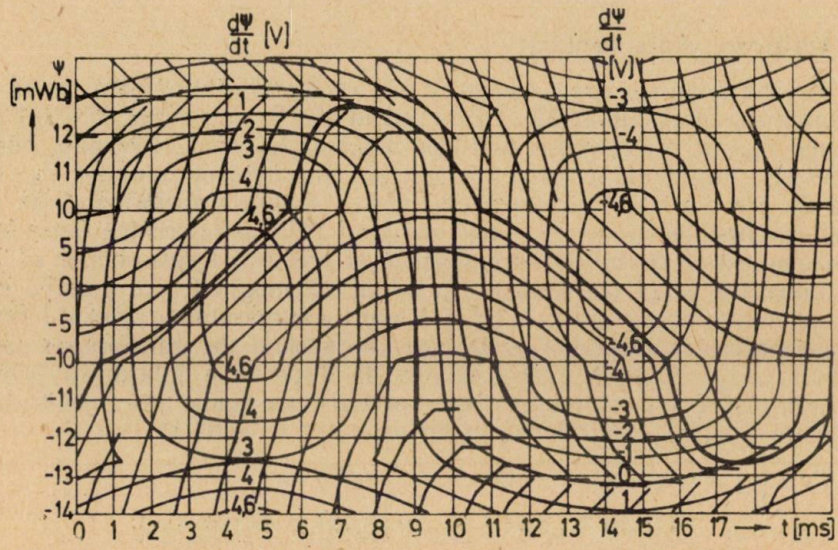


Fig. 3. Reprezentarea grafică a izoclinelor şi curba înlănţuirii magnetice corespunzătoare regimului permanent periodic.

(5) s-a ales curba înlănţuirii magnetice corespunzătoare regimului permanent periodic trasată mai gros în fig. 3. Descompunînd această curbă în serie Fourier se obţine expresia

$$\psi = (6{,}56 \sin 314t - 11{,}75 \cos 314t - 0{,}66 \sin 3\,314t + 0{,}7 \cos 3\,314t - \\ - 0{,}13 \sin 5\,314t - 0{,}23 \cos 5\,314t) \cdot 10^{-3} \text{ [Wb]}$$

Cu aceasta ecuația (2) devine

$$-3{,}69 \sin 314t - 2{,}03 \cos 314t + 0{,}66 \sin 3\cdot 314t + 0{,}622 \cos 3\cdot 314t - \\ - 0{,}316 \sin t5\cdot 314t + 0{,}204 \cos 5\cdot 314 = 4{,}38 \cdot 10^{-3} \frac{di_2}{dt} + 8{,}95\, i_2$$

În regimul permanent periodic soluția acestei ecuații diferențiale este

$$i_2 = -0{,}437 \sin 314t - 0{,}16 \cos 314 + 0{,}087 \sin 3\cdot 314 + 0{,}0291 \cos 3\cdot 314t - \\ - 0{,}0144 \sin 5\cdot 314t + 0{,}034 \cos 5\cdot 314t \ [\mathrm{A}] \qquad (6)$$

Această soluție este redată grafic prin curba 1 în fig. 4. În aceeași figură se redă curba 2 determinată experimental a curentului secundar permanent periodic al transformatorului de curent tip Ti 44 – 1 (Hartmann und Braun), avînd datele redate mai sus. Comparînd cele două curbe din fig. 4 se observă buna lor con-

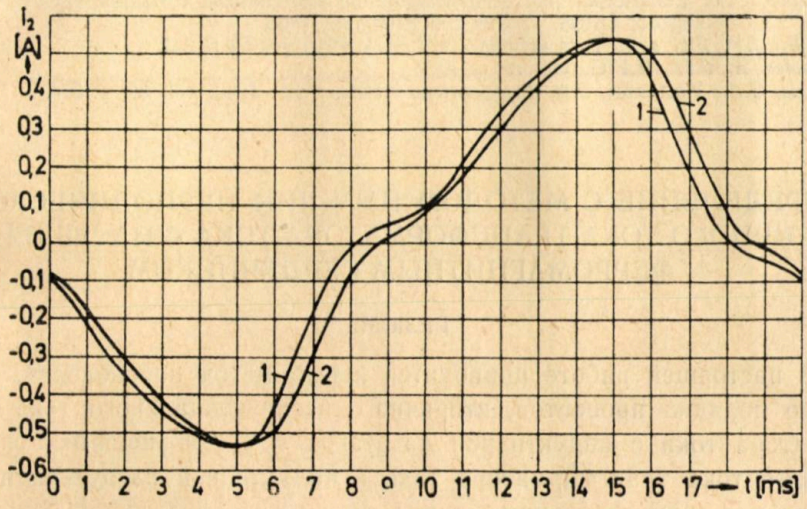


Fig. 4. Reprezentarea grafică a curentului secundar în regimul permanent periodic : 1 — curba calculată ; 2 — curba determinată experimental.

cordanță în ceea ce privește forma de variație în timp ; decalajul care apare între curba calculată și cea determinată experimental se datorește în special neglijării pierderilor de energie în miezul feromagnetic.

Concluzii

Metoda de determinare a curentului secundar al transformatorului de curent în regimul de saturație al miezului feromagnetic provocat de un curent primar sinusoidal prezentată în această lucrare asigură o precizie a rezultatelor de ordinul procentelor. Valoarea de vîrf a curentului secundar este redată de calcule cu precizie mare, iar concordanța dintre forma de variație în timp calculată și cea determinată experimental este bună. Curba curentului secundar determi-

nată experimental este decalată în urma curbei calculate, datorită neluării în considerare în calcule a pierderilor de energie ce au loc în miezul feromagnetic. Faţă de metodele analitice de calcul cunoscute în literatura de specialitate apare aici avantajul evitării erorii care se datoreşte aproximării analitice a caracteristicii de magnetizare a transformatorului de curent.

BIBLIOGRAFIE

1. *Braşovan, I.* Electrotehnica, România, 1970, vol. 18, nr. 1, p. 29.
2. *Cuningham, W. J. Introduction to nonlinear analysis.* New York, SUA, Mc. Graw-Hill Book Co Inc., 1958.
3. *Dimitriev, K. S.*, Kazanski, V. E., Korolev E. P., Liberzon, E.M. Electricestvo, URSS, 1967 nr. 12, p. 63.
4. *Drozdov, A.D. Elektriceskie ţepi a ferromagnitnimi serdecinikami v releinoi zaşcite*, Moscova-Leningrad, URSS, Izdatelstvo Energhia, 1965.
5. *Gebelin, J.P., Elzi, J.A.* Transactions AIEE, SUA, 1940, vol. 59, p. 541.
6. *Kaltofen, A.* ETZ, R.F.G., vol. 72, p. 707.
7. *Woods, C.A.*, Bottonari, S.A. Transactions AIEE, SUA, 1940, vol. 59, p. 554.

ОПРЕДЕЛЕНИЕ С МЕТОДОМ ИЗОКЛИН ПЕРИОДИЧЕСКОГО ВТОРИЧНОГО ТОКА ТРАНСФОРМАТОРА ТОКА С НАСЫЩЕННЫМ ФЕРРОМАГНИТНЫМ СЕРДЕЧНИКОМ.

РЕЗЮМЕ

В настоящей работе приводится новый метод определения, с точностью порядка процентов, вторичного несинусоидального тока трансформатора тока с индуктивной нагрузкой в установившемся синусоидального тока трансформатора тако с индуктивной нагрузкой в установившемся синусоидальном режиме первичного тока, вызывающего насыщение ферромагнитного сердечника.

VORAUSBERECHNUNG MITTELS DER ISOKLINENMETHODE DES EINGESCHWUNGENEN SEKUNDARSTROMES DES STROMWANDLERS MIT GESATTIGTEM EISENKERN

ZUSAMMENFASSUNG

In der vorliegenden Arbeit wird eine neue Methode zur Bestimmung – mit einer Genauigkeit von Prozenten – des nichtsinusformigen Sekundarstromes des Stromwandlers mit induktiver Burde im eingeschwungenen Zustand des Primarstromes, der die Sattigung des Eisenkernes hervorruft, beschrieben.

CONSIDERAȚII PRIVIND STUDIUL SOLICITĂRII TERMICE A MOTOARELOR ELECTRICE DE ACȚIONARE

DE
ȘT. BARTZER

1. Prezentarea problemei

Avînd în vedere modul în care se stabilesc limitele supratemperaturilor admisibile [1,§ 4.10.1] ale mașinilor electrice, de cele mai multe ori este suficient ca la studiul solicitării termice a acestora să se evidențieze numai încălzirea medie a înfășurărilor. Sînt însă cazuri cînd este necesar să se cunoască și cîmpul de repartiție a temperaturilor din interiorul motorului, pentru a putea stabili solicitarea termică locală, respectiv punctele periclitate. Diferența dintre solicitarea termică locală și cea medie depinde de mai mulți factori, dintre care se amintesc : tipul constructiv, gabaritul, sistemul de ventilație, regimul de funcționare și regimul de încărcare.

Metodele de calcul utilizate în practică pentru determinarea puterii necesare motoarelor electrice de acționare, cum sînt spre exemplu metodele mărimilor echivalente [2] și altele [3—6], evidențiază încălzirea medie a înfășurărilor numai cu aproximație. Răspîndirea largă și utilitatea practică a acestor metode de calcul este însă justificată prin aceea, că formulele sînt simple, asigură un calcul operativ pe baza unui număr redus de date inițiale necesare, relativ ușor de obținut și conduc la rezultate care se dovedesc a fi apropiate de cele reale.

În legătură cu aspectele arătate mai sus ,pe baza rezultatelor unor cercetări experimentale și teoretice, efectuate cu privire la solicitarea termică locală și medie a motorului de acționare a mecanismului de excavare-ridicare al unui excavator de balast, în articolul de față se încearcă să se răspundă la următoarele întrebări :

— în ce măsură influențează regimul de funcționare și de încărcare asupra cîmpului de repartiție a temperaturilor și, prin aceasta, asupra sensului fluxului de căldură din interiorul motoarelor electrice ?

— care este precizia cu care metodele de calcul amintite evidențiază solicitarea termică medie a înfășurărilor motoarelor electrice de acționare ?

2. Cercetarea experimentală

Această cercetare a fost efectuată la cererea producției. în vederea stabilirii cauzei și măsurilor de evitare în viitor a arderii repetate, într-un timp relativ scurt, a bobinajului rotoric al motorului electric de acționare a mecanismului de excavare-ridicare al excavatorului E. 25 de la Balastiera din Ghioroc.

Solicitarea termică a motorului a fost verificată atît direct, prin măsurători de temperatură, cît şi indirect, prin metoda curentului echivalent [3–6] în cazul unui regim de exploatare intensivă şi în condiţiile cele mai grele privind temperatura mediului ambiant.

2.1. *Datele nominale ale motorului.*

Rezultatele experimentale folosite în lucrare se referă la un motor asincron cu inele, construit pentru funcţionarea în regim intermitent (RI), [1], cu ventilaţie axială proprie, şi avînd următoarele date nominale principale: P_{NI} =130 kw, la o durată relativă de funcţionare nominală DA_N = 60%, n_N=970 rot/min, U_{1N} (Δ) =380 V, f_1=50 Hz, I_{1NI} =276 A, $U_{e2}(Y)$=450 V, I_{2NI}=185 A, η_N =92%, cos φ_N =0,78, raportul pierderilor χ_I =0,547, supratemperatura medie a înfăşurărilor θ_{1NI} =69 °C şi θ_{2NI} =60 °C, supratemperatura medie admisibilă conform clasei de izolaţie θ_{ad}=80 °C. Ventilatorul propriu este montat pe arbore în partea şaibei şi aspriă aerul de răcire, cu un debit D_{aN}=0,524 m³/s, axial prin motor.

2.2. *Regimul de exploatare real al motorului*

Motorul analizat este utilizat pe excavator într-un regim continuu cu încărcarea intermitentă (RCI), cu reostat de alunecare nesimetric şi cu ventilaţie exterioară.

Un ciclu de excavare se compune din trei perioade: excavare propriu zisă, ridicare şi mers în gol. Diagrama de sarcină a motorului se caracterizează printr-o durată relativă de încărcare medie DA_m=61%, o durată medie a ciclului de încărcare t_{cm}=40 s şi o sarcină medie echivalentă din punctul de vedere al încălzirii motorului, concretizată prin valorile curentului echivalent statoric I_{1e}=259,4 A şi rotoric I_{2e}=177,9 A (faza rotorică cea mai încărcată). Suprasarcina relativă maximă în perioadele de excavare are valori cuprinse între 1,56 şi 2,2 (în funcţie de regimul de excavare) şi deci nu depăşeşte valoarea admisibilă de 2,5 [3], [4].

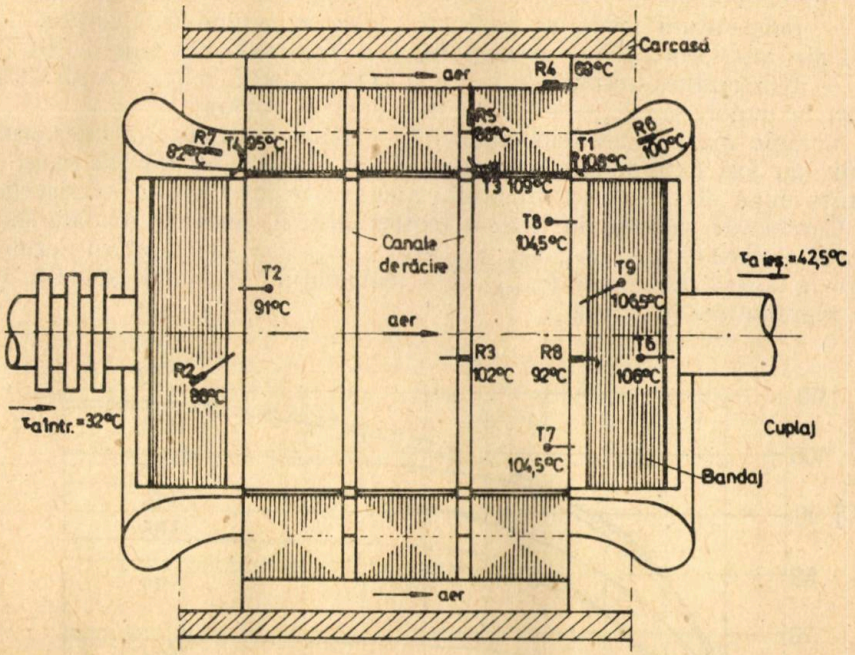
Existenţa reostatului de alunecare are ca urmare variaţia turaţiei în limite largi, cu micşorarea turaţiei medii pînă la valoarea n_m=780 rot/min şi creşterea corespunzătoare a alunecării, a frecvenţei şi a tensiunii rotorice medii. Motorul funcţionează cu o frecvenţă rotorică mărită în medie pînă la valoarea de 11 Hz; există însă perioade însemnate de funcţionare cu frecvenţa rotorică şi mai mare (14 Hz, respectiv 20 Hz).

Ventilaţia exterioară a motorului este realizată printr-un ventilator separat, care aspiră aerul de răcire din exteriorul cabinei excavatorului şi îl suflă din partea inelelor colectoare axial prin motor; debitul de aer este practic independent de turaţia motorului şi are valoarea măsurată D_{aE} =0,856 m³/s.

Sarcina relativă admisibilă la funcţionarea motorului în RCI real are valoarea calculată [7] $\sigma_R = I_{\nu R}/I_{\nu N1}$ =0,972. Indicele ν=1 se referă la stator, iar ν=2, la rotor.

2.3. *Măsurarea temperaturii din interiorul motorului.*

În acest scop au fost montate 8 termocupluri fier-constantan (notate cu *T*) şi 7 termorezistenţe (notate cu *R*) în punctele accesibile cele mai interesante din interiorul motorului (figura 1).



PRECIZĂRI PRIVIND LOCUL DE AMPLASARE A SONDELOR

Sonda	Locul de amplasare
T1	Stator. Frontal pe dinte. Partea cuplajului (de ieșire a aerului).
T2	Rotor. In ancoșă, lîngă dinte și pană, 25 mm de la capăt. Partea inelelor.
T3	Stator. In ancoșă, lîngă dinte și pană, 25mm de la canal. Pachet cuplaj.
T4	Stator. Frontal pe dinte. Partea inelelor (de intrare a aerului).
T6	Rotor. Intre capetele de bobină, strat superior, sub bandaj, dinspre cuplaj.
T7	Rotor. In ancoșă, lîngă dinte si pană, 25 mm de la capăt. Partea cuplaj.
T8	Idem ca T7.
T9	Idem ca T6, dar dinspre pachetul de tole. Partea cuplajului.
R2	Idem ca T9, dar partea inelelor.
R3	Rotor. In canal, lateral pe bobină, strat inferior.
R4	Stator. Exterior pe pachetul de tole. Partea cuplajului. In canalul axial.
R5	Stator. Pe pachetul de tole în canalul radial, 35mm dinspre exterior.
R6	Stator. Intre capetele de bobină, între straturi, mijloc. Partea cuplajului.
R7	Idem ca R6, dar partea inelelor si mai aproape de pachet.
R8	Rotor. Lateral pe bobină, strat inferior, la ieșirea din pachet. Partea cuplaj.

Fig. 1. Schema de amplasare a sondelor și situația temperaturilor cvasistaționare în interiorul motorului.

Măsurătorile, începute cu motorul în starea practic rece, s-au efectuat în următoarele condiții, valabile pentru regimul termic cvasistaționar:

– temperatura mediului ambiant, adică a aerului înconjurător motorului din interiorul cabinei excavatorului, a avut valoarea $\tau_{amb} = +40\,°C$;

– temperatura aerului de răcire a avut valorile $\tau_{a\,intr.} = +32°C$, la intrarea în motor, și $\tau_{a\,ieș.} = +42{,}5°C$, la ieșirea din motor.

Valorile maxime ale temperaturii în punctele sondate din interiorul rotorului au fost determinate prin extrapolarea grafică a curbelor de răcire înregistrate după deconectarea motorului ajuns în regimul termic cvasistaționar.

Curbele de variație în timp a temperaturii în punctele sondate din interiorul statorului (τ_{T1}, τ_{T3}, τ_{T4}, τ_{R5}, τ_{R6} și τ_{R7}), a temperaturii aerului de răcire la ieșirea din motor ($\tau_{a\,ieș.}$) și a temperaturii mediului ambiant (τ_{amb}) sînt reprezentate în figura 2.

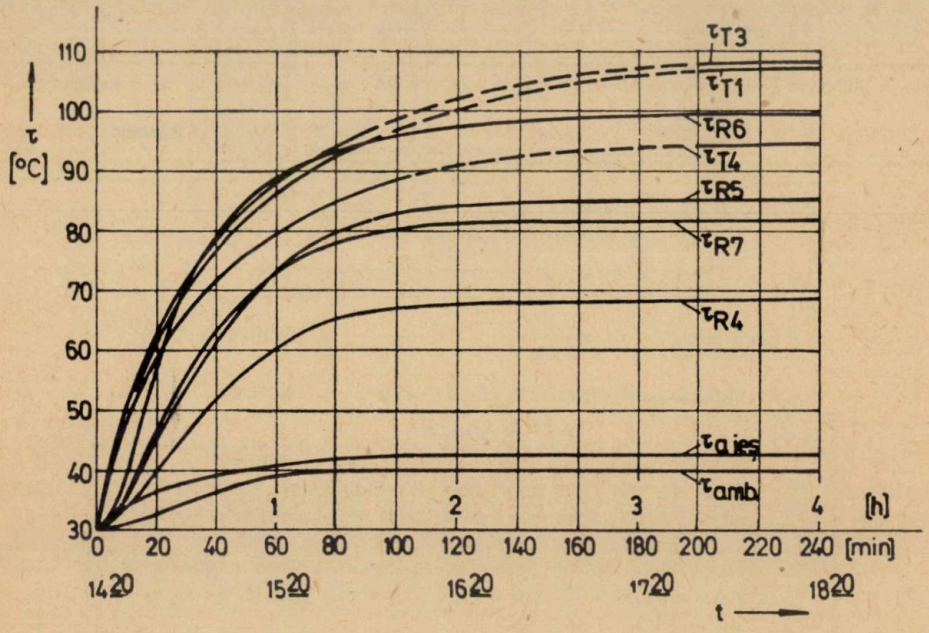


Fig. 2. Variația în timp a temperaturii în punctele sondate din interiorul statorului, a aerului de răcire la ieșire din motor și a mediului ambiant, pornind cu motorul în starea practic rece.

Verificarea solicitării termice a motorului

3.1. *Solicitarea termică locală.*

Pentru a ușura verificarea solicitării termice locale se reprezintă grafic curbele de variație a temperaturii de-a lungul bobinelor statorului ($\nu = 1$) și rotorului ($\nu = 2$), adică $\tau_\nu = f_\nu(l)$, (figura 3). Pentru rotor există suficiente puncte experimentale (x), pe cînd în cazul statorului este necesar ca datele

experimentale (o) să fie completate cu date analitice, determinîndu-se o expresie matematică pentru legea de variație a temperaturii după axa motorului. În acest scop se admit următoarele ipoteze:

– legea de variație a temperaturii de-a lungul bobinelor statorului este parabolică [8–11];

– temperaturile măsurate cu sondele $T3$, $R6$ și $R7$ (figura 1), aplicate direct pe bobine, se găsesc pe curba căutată;

– temperatura aerului de răcire crește liniar de-a lungul motorului;

– temperatura bobinelor crește suplimentar de-a lungul motorului cu cantitatea cu care crește temperatura aerului de răcire, coeficientul unghiular b al acestei variații suplimentare, de forma bx, rezultînd din măsurători sub forma:

$$b=\frac{\tau_{a\ ieș.}-\tau_{a\ intr.}}{L_{f_1}}=0{,}08268\ ^\circ\text{C/mm}, \tag{1}$$

unde $L_{f_1}=127$ mm, este lungimea bobinelor statorice la scara axei abciselor.

Cu aceste ipoteze se poate exprima legea de variație căutată sub forma:

$$\tau_1=\tau_{1(0)}+bx+cx^2, \tag{2}$$

în care apar ca necunoscute: $\tau_{1(0)}$, c și poziția originii sistemului de axe de coordonate (x, τ) față de stator. Pentru rezolvarea problemei se folosesc datele experimentale din figura 1. Acestora le corespund coordonatele: $(x_{T3}, \tau_{1T3}=109\ ^\circ\text{C})$, $(x_{R6}, \tau_{1R6}=100\ ^\circ\text{C})$ și $(-x_{R7}, \tau_{1R7}=82\ ^\circ\text{C})$, pentru care se poate scrie următorul sistem de 5 ecuații:

$$\begin{cases}\tau_{1T3}=\tau_{1(0)}+bx_{T3}+cx_{T3}^2;\\ \tau_{1R6}=\tau_{1(0)}+bx_{R6}+cx_{R6}^2;\\ \tau_{1R7}=\tau_{1(0)}-bx_{R7}+cx_{R7}^2;\\ x_{R6}+x_{R7}=L=97\text{ mm};\\ x_{R6}-x_{T3}=L_2=34\text{ mm};\end{cases} \tag{3}$$

din care se obține: $x_{R6}=41{,}3$ mm, $x_{R7}=55{,}7$ mm, $x_{T3}=7{,}3$ mm, $c=-0{,}007146\ ^\circ\text{C/mm}^2$ și $\tau_{1\,0}=108{,}78\ ^\circ\text{C}$. Astfel, ecuația care descrie variația temperaturii de-a lungul bobinelor statorului, este:

$$\tau_1=108{,}78+0{,}08268\,x-0{,}007146\,x^2 \tag{4}$$

Din condiția $d\tau_1/dx=0$ se obține $\tau_{1\,max}=109{,}02\ ^\circ\text{C}$, la $x'=5{,}79$ mm.

3.2. *Solicitarea termică medie.*

Prin planimetrarea suprafețelor de sub curbele $\tau_1=f_1(l)$ și $\tau_2=f_2(l)$, rezultă valorile medii ale temperaturii înfășurărilor statorice $\tau_{1m}=97{,}5\ ^\circ\text{C}$ și rotorice $\tau_{2m}=97{,}4\ ^\circ\text{C}$. Ca urmare, valoarea supratemperaturii medii, față de temperatura aerului de răcire la intrare, este $\theta_{1m}=\tau_{1m}-\tau_{a\ intr.}=65{,}5\ ^\circ\text{C}$ pentru înfășurarea statorică și $\theta_{2m}=\tau_{2m}-\tau_{a\ intr.}=65{,}4\ ^\circ\text{C}$ pentru înfășurarea rotorică.

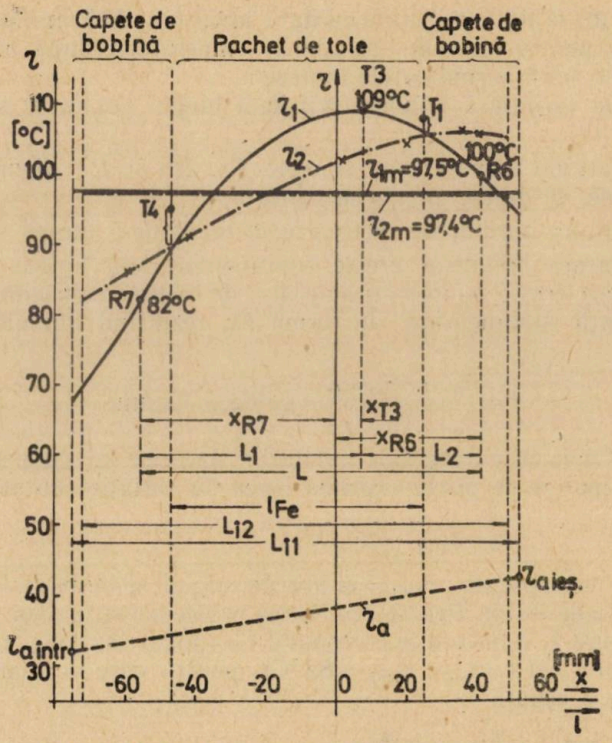


Fig. 3. Variația temperaturii de-a lungul bobinelor statorului și rotorului.

3.3. *Interpretarea rezultatelor.*

În condițiile în care s-au efectuat măsurătorile, temperatura din interiorul motorului nu depășește valoarea maximă admisibilă, care pentru clasă sa de izolație este de +120 °C. La exploatarea motorului în regimul real normal, nu există un pericol iminent ca el să se ardă din nou.

La funcționarea motorului în RCI dat, fierul dinților statorici se încălzește mai mult decît înfășurarea din ancoșe (vezi termocuplurile $T1$ și $T4$) și de aceea, schimbul de căldură dintre cele două părți componente principale ale statorului are sensul : fier dinți→ cupru înfășurări, evacuarea căldurii făcîndu-se prin capetele de bobină puternic ventilate. Această situație se justifică prin aceea, că și în perioadele de mers în gol ale ciclurilor de încărcare, care reprezintă în medie 39% din durata de funcționare a motorului, pierderile în fierul statoric acționează cu întreaga lor valoare, determinînd o încălzire suplimentare, în special în porțiunea dinților. Deoarece motorul este destinat funcționării în RI aceste pierderi suplimentare nu au fost luate în considerare la dimensionarea circuitului magnetic al statorului. Aceeași cauză determină în mare parte forma diferită a curbelor $\tau_1 = f_1(l)$ și $\tau_2 = f_2(l)$ în porțiunea pachetului de tole de lungimea l_{Fe}.

Existența bandajului de consolidare, care acoperă aproape întreaga suprafață a capetelor de bobină în ambele părți ale rotorului (vezi figura 1), înrăutățește evacuarea căldurii din înfășurarea rotorică. Acest fapt explică valoarea mai mare a temperaturii capetelor de bobină rotorice, față de cea a capetelor de bobină statorice.

La funcționarea în RCI dat, valorile supratemperaturilor medii ale înfășurărilor statorice și rotorice sînt aproximativ egale ($\theta_{1m} \approx \theta_{2m}$), cu toate că la funcționarea în RI nominal, ele diferă destul de mult ($\theta_{1NI} > \theta_{2NI}$). Cauza trebuie căutată în nesimetria curenților rotorici (care este totdeauna dezavantajoase din punctul de vedere termic) și în faptul, că în regimul real, motorul funcționează cu alunecarea medie mărită; pierderile în fierul rotoric nu mai sînt neglijabile și produc o încălzire suplimentară a rotorului.

Condiția de verificare la aplicarea metodei curentului echivalent este îndeplinită atît pentru stator, cît și pentru rotor (faza cea mai solicitată), deoarece $I_{1e}/I_{1R} = I_{1e}/\tau_R I_{1NI} = 0{,}967 < 1$ și $I_{2e}/I_{2R} = I_{2e}/\sigma_R I_{2NI} = 0{,}988 < 1$.

4. Confruntarea rezultatelor privind solicitarea termică medie a înfășurărilor

Pentru confruntarea rezultatului obținut prin metoda indirectă a curentului echivalent, cu cel obținut prin măsurători directe de temperatură, se calculează supratemperatura medie corespunzătoare încărcării medii echivalente, θ_{ve}, și se compară cu supratemperatura medie reală, θ_{vm}.

Pentru calculul lui θ_{ve}, se admite proporționalitatea dintre supratemperaturile medii, $\theta = \frac{\theta_1 + \theta_2}{2}$, și pierderile totale din motor, $\Delta P = k + v$, pentru două regimuri apropiate, caracterizate prin aceleași condiții de răcire și prin aceleași pierderi în fier și prin frecare (k = const.). Cele două regimuri sînt:

a) regimul real echivalent, caracterizate prin valorile:

$$\theta_e = \frac{\theta_{1e} + \theta_{2e}}{2},\ \Delta P_e = k + v_e \text{ și } I_{ve};$$

b) regimul real admisibil, caracterizat prin valorile:

$$\theta_R = \theta_{NI} = \frac{\theta_{1NI} + \theta_{2NI}}{2},\ \Delta P_R = k + v_R \text{ și } I_{vR}.$$

Dacă se mai admite că supratemperatura medie rotorică (θ_2) variază proporțional cu cea statorică (θ_1), atunci se poate scrie:

$$\frac{\theta_e}{\theta_R} = \frac{\theta_{ve}}{\theta_{vNI}} = \frac{\Delta P_e}{\Delta P_R} = \frac{k + v_e}{k + v_R} = \frac{\dfrac{k}{v_{NI}} + \dfrac{v_e}{v_{NI}}}{\dfrac{k}{v_{NI}} + \dfrac{v_R}{v_{NI}}} = \frac{\varkappa I + \left(\dfrac{I_{ve}}{I_{vNI}}\right)^2}{\varkappa I + \left(\dfrac{I_{vR}}{I_{vNI}}\right)^2} \tag{5}$$

de unde rezultă :

$$\theta_{ve}=\theta_{vNI}\frac{\chi_I+\left(\frac{I_{ve}}{I_{vNI}}\right)^2}{\chi_I+\sigma_R^2} \tag{6}$$

În expresia :

$$\chi_I=\frac{k}{v_{NI}} \tag{7}$$

k reprezintă suma considerată constantă a pierderilor în fier şi prin frecare, iar v_{NI} – suma pierderilor variabile nominale, proporţionale cu patratul curentului.

Relaţia (6) este valabilă pentru orice tip de motor, dacă în cele două regimuri comparate condiţiile de răcire sînt aceleaşi şi k=const.

Dacă regimul real admisibil este identic cu regimul nominal, atunci în relaţia (6), $\sigma_R=1$.

Cu ajutorul relaţiei (6), se obţine pentru supratemperatura medie echivalentă a înfăşurării statorului motorului analizat, valoarea $\theta_{1e}=66{,}2\ ^\circ C$, care se abate de la valoarea reală, cu $\frac{\theta_{1e}-\theta_{1m}}{\theta_{1m}}100=+1{,}07\%$, ceea ce este în limitele practic admisibile şi arată, că rezultatele verificării la încălzire a puterii motorului prin metoda curentului echivalent, comparînd I_{ve} cu I_{vR}, pot fi admise valabile.

5. Concluzii

5.1. Cercetările experimentale şi teoretice efectuate pentru stabilirea solicitării termice a motorului analizat evidenţiază faptul (vezi punctul 3.3), că regimurile de funcţionare şi de încărcare influenţează în mare măsură cîmpul de repartiţie a temperaturilor şi sensul fluxurilor de căldură din interiorul motoarelor electrice de acţionare.

5.2. Dacă pe baza indicaţiilor din literatură [8–11] se admite valabilă ipoteza, că legea de variaţie a temperaturii înfăşurărilor de-a lungul axei motorului este parabolică, atunci prin măsurarea temperaturii în cîteva puncte accesibile din interior se poate scrie un sistem de ecuaţii care permite determinarea legii de variaţie $\tau_v=f_v(x)$, aşa cum se arată la punctul 3.1.

5.3. La utilizarea în RC sau RCI a motoarelor electrice construite pentru regimul nominal RI, circuitul magnetic al acestora este supus la o solicitare termică pronunţată, în special în porţiunea dinţilor (vezi punctul 3.3). Din această cauză, motoarele electrice cu RI, pentru care este prevăzută şi o funcţionare în RC sau RCI (evident cu sarcină redusă), trebuie să aibă circuitul magnetic mai larg dimensionat.

5.4. Bandajele de consolidare a capetelor de bobină rotorice înrăutăţesc considerabil evacuarea căldurii din înfăşurarea rotorică (vezi figura 3 şi punctul 3.3). De acest fapt trebuie să se ţină seama la adoptarea soluţiei constructive de consolidare a capetelor de bobină rotorice, în special în cazurile în care

motoarele sînt destinate să funcționeze într-un regim cu viteza variabilă în limite largi, respectiv cu viteza medie micșorată. În astfel de condiții de exploatare, din cauza pierderilor mărite în fierul rotoric, capetele de bobină devin principala cale de evacuare a căldurii din înfășurarea rotorică.

5.5. Valoarea curentului echivalent, $I_{ve} = \sqrt{\frac{1}{t_c}\int_0^{t_c} I_v^2 \, dt}$, reflectă solicitarea termică medie a înfășurărilor motoarelor electrice de putere mică și medie într-o măsură practic suficientă. Exemplul tratat în lucrare (v. punctul 4) confirmă încă odată faptul [2], că precizia metodelor de calcul a acționărilor electrice bazate pe ipotezele teoriei clasice a încălzirii și răcirii motoareor electrice este suficientă pentru condițiile în care se pot determina în practică datele inițiale necesare.

5.6. Formula (6) stabilită în lucrare poate fi folosită pentru calculul supratemperaturii medii a înfășurărilor motoarelor electrice pentru care s-au determinat curentul echivalent și sarcina relativă admisibilă, corespunzătoare regimului real de funcționare și de încărcare.

5.7. Se apreciază că lucrarea de față poate fi utilă atît celor care se ocupă cu proiectarea și exploatarea de acționări electrice cît și proiectanților de motoare electrice.

BIBLIOGRAFIE

[1] STAS 1893—65. Mașini electrice rotative. Condiții generale.

[2] *Brașovan Mihai și Bartzer Ștefan*: „Uber die Gültigkeit der Methode der äquivalenten Grössen für die Berechnung der Nennleistung elektrischer Antriebsmotoren". In: Wissenschaftliche Zeitschrift der Elektrotechnik. Leipzig 17 (1971) Nr. 4, p. 1—14.

[3] *Brașovan Mihai*: „Acționări electromecanice". Editura didactică și pedagogică, București, 1967.

[4] *Brașovan Mihai* și *Seracin Eugen*: „Metode noi de proiectare a acționărilor electrice". Editura Academiei RSR, București 1968.

[5] *Leonhard Adolf*: „Elektrische Antriebe". Ferdinand Enke Verlag, Stuttgart 1959.

[6] *Andreev V. P., Sabinin Iu. A.*: „Osnovî electroprivoda: Izdanie vtoroe. Gosenergoizdat, Moskva-Leningrad 1963.

[7] *Bartzer Ștefan*: „Contribuții la calculul sarcinii admisibile a unor motoare electrice utilizate în alte condiții decît cele nominale". (In: Electrotehnica, Anul 20 (1972), nr. 4).

[8] *Büssing Walter*: „Vereinfachte Berechnung der Erwärmung elektrischer Maschinen". In: Archiv für Elecktrotechnik, 1940, Nr. 8, pag. 473.

[9] *Postnikov I.M.*: „Proiectarea mașinilor electrice" (Traducerea din limba rusă). Editura energetică de stat, București, 1954.

[10] *Gotter Gottfried*: „Erwärmung und Kühling elektrischer Maschinen" Springer Verlag, Berlin, Göttingen, Heidelberg, 1954.

11] *Șofan E.* și *Marinescu M.*: „O metodă pentru predeterminarea prin calcul a încălzirii mașinilor electrice în regim staționar". În: Electrotehnica, Anul 14 (1966), nr. 2, pag. 38.

К ИЗУЧЕНИЮ ТЕРМИЧЕСКОЙ НАГРУЗКИ ПРИВОДНЫХ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЕЙ.

РЕЗЮМЕ

На основании результатов экспериментальных и теоретических исследований, в работе анализируется местная и средняя термическая нагрузка электродвигателей. Показано, что величина эквивалентного тока отражает среднюю термическую нагрузку обмоток приводных электродвигателей с практически достаточной точностью.

Дается формула для расчета среднего перегрева обмоток электродвигателей в зависимости от эквивалентного тока и от допустимой относительной нагрузки, соответствующего реальному режиму работы и нагрузки.

BETRACHTUNGEN ZUR ANALYSE DER THERMISCHEN BEANSPRUCHUNG ELEKTRISCHER ANTRIEBSMOTOREN

ZUSAMMENFASSUNG

Gestűtzt auf die Ergebnisse einer experimentellen und theoretischen Untersuchung werden in der Arbeit einige Aspekte hinsichtlich der örtlichen und mittleren thermischen Beanspruchung elektrischer Antriebsmotoren analysiert und gezeigt, dass der Effektivwert des Motorstroms die mittlere thermische Beanspruchung der Wicklungen mit praktisch genűgender Genauigkeit widerspiegelt. Es wird auch eine Gleichung fűr die Berechnung der mittleren Wicklungs űbertemperatur in Abhängigkeit von dem Effektivwert des Motorstroms und der jeweils zulässigen relativen Belastung des Motors abgeleitet.

BULETINUL ŞTIINŢIFIC ŞI TEHNIC
AL
INSTITUTULUI POLITEHNIC „TRAIAN VUIA"
TIMIŞOARA

SERIA ELECTROTEHNICĂ

Tomul 16(30) Fascicola 2

IULIE — DECEMBRIE
1971

COLEGIUL DE REDACȚIE

Prof. ing. GH. SILAȘ (redactor șef), prof. dr. ing. I. ANTON, m. c. al Academiei R.S.R., prof. ing. C. AVRAM, m. c. al Academiei R.S.R., prof. dr. ing. M. BORNEAS, prof. dr. ing. M. BRAȘOVAN, prof. ing. V. COCHECI, academician prof. dr. doc. C. DRĂGULESCU, prof. dr. O. EM. GHEORGHIU, prof. ing. V. GHEORGHIU, prof. dr. ing. GH. SAVII, prof. ing. D. MATEESCU, prof. dr. ing. I. NOVAC.

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. dr. ing. M. BRAȘOVAN (redactor responsabil), prof. dr. ing. I. NOVAC (redactor responsabil adjunct), prof. dr. ing. N. BOGOEVICI, șef lucr. ing. O. CRIȘAN, prof. dr. ing. T. DORDEA, conf. dr. ing. T. MUREȘAN, prof. ing. A. ROGOJAN, prof. dr. ing. I. SUCIU, prof. dr. ing. V. VĂZDĂUȚEANU (secretar de redacție).

BULETINUL ŞTIINŢIFIC ŞI TEHNIC AL INSTITUTULUI POLITEHNIC TIMIŞOARA

SERIA ELECTROTEHNICĂ

Tomul 16 (30) Fasc. 2 iulie—decembrie 1971

SUMAR

I. POPA : Influenţa timpului de creştere a impulsului de excitaţie, asupra comportării feritelor de comutare 135

A. SOCENEANŢU : Dispozitiv pentru însumarea a N numere simultan 143

V. POP : Criterii de alegere a codurilor redundante folosite la împărţirea binară 155

C. STRUGARU, V. POP : Aplicaţii ale memoriilor fixe (ROM) la efectuarea operaţiilor aritmetice 169

V. STOICA, A. STĂNESCU : Instalaţie de reglare a tensiunii în staţii de transformare 181

H. RUSU : Contribuţii la studiul pornirii line a mecanismelor acţionate cu motor asincron utilizînd soluţia de asimetrizare cu amplificator magnetic 189

V. HEŞCA : Influenţa materalului coliviei de amortizare la funcţionarea în asincron a unui motor sincron, considerînd înfăşurarea de excitaţie scurtcircuitată 201

CONTRIBUŢIE LA ÎNTOCMIREA ARHIVEI PENTRU PRINCIPIILE ŞI LEGILE NATURII

P. ANDRONESCU : Algebra booleană ca instrument matematic în manifestarea fenomenului (Partea a II-a) 213

НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИЙ БЮЛЛЕТЕНЬ
ТИМИШОАРСКОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА
им. «ТРАЯН ВУЯ»

СЕРИЯ ЭЛЕКТРОТЕХНИКА

Том. 16(30) Выпуск 2. Июнь—декабрь 1971 г.

СОДЕРЖАНИЕ

И. ПОПА, Влияние времени роста возмищающего импульса на поведение переключающих феррит 135

А. СОЦЕНЯНЦУ, Устройство для одновременного суммирования чисел 143

В. ПОП, Критерии выбора избыточных кодов используэмых при двоичном делении 155

К. СТРУГАРУ, В. ПОП, Использование постоянных запоминающих устройств (ПЗУ) при выпольнении арифметических операций 169

В. СТОЙКА, А, СТЭНЕСКУ, Установка для регулирования напряжении в электрических подстанциях 181

РУСУ ХОРТЕНСИЯ, Дополнения к разработке плавного пуска механизмов приводимых в действие асинхронным двигателем используя решение асиметризации магнитным усилителем 189

В. ХЕЩКА, Воздействие материала беличьего колеса затухания на роботу синхронного двигателя в асинхронном режиме, считая обмотку возбуждения короткозамкнутой 201

П. АНДРОНЕСКУ, Булева алгебра — математический инструмент в проявлении явлении (Часть II) 213

BULLETIN SCIENTIFIQUE ET TECHNIQUE DE L'INSTITUT POLYTECHNIQUE DE TIMIȘOARA

SERIE ELECTROTECHNIQUE

Tome 16 (30) Fasc. 2 Juillet—Decembre 1971

SOMMAIRE :

I. POPA : L'influence du temps de crête du courant d'excitation dans les phénomènes de commutation des ferrites 135

A. SOCENEANȚU : Eine Schaltung für die gleichzeitige Addition von N-Zahlen 143

V. POP : Auswahlkriteien der redundanten Codes für die binäre Division 155

C. STRUGARU, V. POP : Read only memories in performing of the arithmetic opertaions 169

V. STOICA, A. STĂNESCU : Regulateur de tension pour les stations électriques 181

H. RUSU : Beitrag zu dem Studium des sanften Anlasses der Triebwerke mit Asynchronmotor durch die Methode der Asymetrisierung mit Magnetverstärker 189

V. HESCA : Der Einfluss des Dämpferkäfigstoffes beim asynchronen Betrieb mit kurzgeschlossener Erregerwicklung eines Synchronmotors 201

CONTRIBUTION A L'ÉLABORATION D'ARCHIVES POUR LES PRINCIPES ET LES LOIS DE LA NATURE

P. ANDRONESCU : Das booleeanische Algebra als mathematisches Instrument zur Erläuterung des Phänomens (II. Teil). 213

INFLUENȚA TIMPULUI DE CREȘTERE A IMPULSULUI DE EXCITAȚIE, ASUPRA COMPORTĂRII FERITELOR DE COMUTARE

DE

I. POPA

În literatura de specialitate [1] ... [3], se arată că la excitarea unei ferite toroidale cu ciclul de histerezis dreptunghiular (fig. 1.a) cu un impuls de curent dreptunghiular (fig. 1.b) acesta trece din starea de remanență magnetică $-B$ în starea $+B_s$ corespunzătoare cîmpului $H_m = i_m N_1/l$, pe ciclul de histerezis limită. Practic impulsul de curent utilizat pentru excitare se consideră dreptunghiular, dacă timpul său de creștere este de ordinul 10^{-8}s.

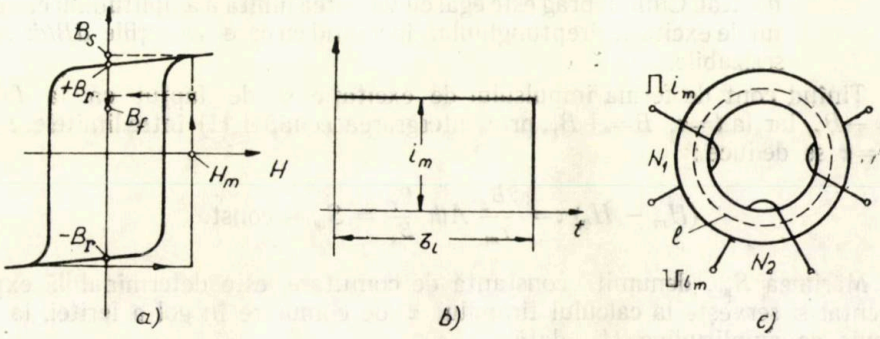


Fig. 1.

Similar miezul trece din $+B_r$ în $-B_s$ cînd se aplică cîmpul $-i_m N_2/l$.

De asemenea se arată că timpul τ necesar pentru a trece miezul din starea staționară $-B_r$ în starea staționară $+B_s$, respectiv din $+B_r$ în $-B_s$, se numește timp de comutare și depinde de proprietățile magnetice de material și de amplitudinea H_m cîmpului de excitație.

Timpul τ poate fi determinat experimental prin oscilografierea tensiunii induse în înfășurarea N dispusă pe miez (fig. 1. c). Experiența arată că, pentru a se realiza în miez starea finală $+B_s$ corespunzătoare cîmpului H_m, este necesar ca timpul τ_t, cît acționează impulsul de amplitudine H_m, să fie mai

Buletinul științific și tehnic al Inst. politehnic Timișoara, Seria Electrotehnica, Tom 15 (30), Fasc. 2/1971. Pag. 7—13.

mare sau cel puțin egal cu timpul τ, propriu miezului. Dacă $\tau_i < \tau$, miezul trece într-o stare finală $B_f < +B_s$ greu de precizat (fig. 1.a).

Pentru a comuta ferita numai pe ciclul histerezis limită, se impune deci o predeterminare prin calcul a timpului de comutare τ, pentru ca pe această bază să se aleagă durata τ_i a impulsului de excitație.

Pentru determinarea timpului τ este necesar să se cunoască inducția magnetică B ca funcție de timp, cînd miezul trece din $-B_r$ în $B_s = +B_r$, sub acțiunea unui impuls de curent dreptunghiular. În [1] și [3] se arată că atunci cînd miezul nu are înfășurări în sarcină, ecuația diferențială pentru funcția $B(t)$ este:

$$\frac{dB}{dt} = r_m \left(\frac{B^2}{B_s^2}\right)(H_m - H_0) \tag{1}$$

unde s-a notat cu:

B – inducția în miez,
B_s – inducția de saturație determinată pe ciclul de histerezis limită,
H_m – amplitudinea impulsului de excitație,
r_m – o mărime de material denumită rezistență dinamică maximă, determinabilă experimental,
H_0 – o mărime de material denumită cîmp prag, determinabilă experimental. Cîmpul prag este egal cu valoarea limită a amplitudinii cîmpului de excitație dreptunghiular, începînd cu care variațiile dB/dt sînt sesizabile.

Ținînd cont de forma impulsului de excitație și de faptul că la $t=0$, $B=-B_r$, iar la $t=\tau$, $B=+B_r$, prin intergrarea ecuației (1) între limitele $t=0$ și $t=\tau$ se deduce:

$$(H_m - H_0)\tau = \frac{2B_s}{r_m} Ath \frac{B_r}{B_s} = S_w = \text{const.} \tag{2}$$

Mărimea S_w, denumită constantă de comutare, este determinabilă experimental și servește la calculul timpului τ de comutare în gol a feritei, la un impuls de amplitudine H_m dată.

În [1] și [2] se arată că pentru impulsurile de excitație ce se utilizează în practică care pot avea timpul de creștere τ_f de ordinul $10^{-6} \ldots 10^{-7}$ s (impuls trapezoidal, fig. 2) se poate calcula timpul de comutare τ pornind de la ecuația (1), cu condiția ca în loc de cîmp constant H_m să se utilizeze $H(t)$, conform figurii 2. $H(t)$ avînd o altă formă de variație, timpul de comutare τ, depinde și de timpul de creștere τ_f al impulsului $H(t)$ și relația (2) nu mai este valabilă în acest caz.

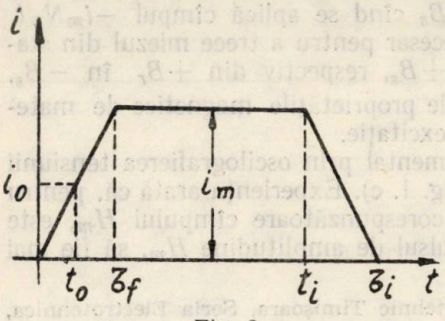


Fig. 2.

1. CALCULUL TIMPULUI DE COMUTARE LA EXCITAREA CU IMPULS TRAPEZOIDAL.

Se consideră impulsul curentului de excitație nu de formă dreptunghiulară ci de formă trapezoidală, așa cum este reprezentat în fig. 2. În acest caz cîmpul de excitație ca funcție de timp este:

$$H(t) = \begin{cases} \frac{H_m}{\tau_f} \cdot t; & \text{pentru } 0 \leqslant t \leqslant \tau_f \\ H_m; & \text{pentru } \tau_f < t < t_i \end{cases} \tag{3}$$

Dat fiind faptul că relația (1) este valabilă numai pentru cîmpuri de excitație mai mari decît cîmpul prag H_0, rezultă că ferita excitată cu un cîmp $H(t)$ de forma (3), începe să comute în mimentul t_0, cînd curentul de excitație ia valoarea:

$$i_0 = \frac{H_0 l}{N_1}. \tag{4}$$

Pentru τ_f, H_m și H_0 de valori date, se poate calcula:

$$H(t_0) = H_0 = \frac{H_0}{\tau_f} t_0, \tag{5}$$

de unde se deduce:

$$t_0 = \frac{H_0 \cdot \tau_f}{H_m} \tag{6}$$

Cum pentru o ferită dată, constanta de comutare S_w este cunoscută timpul τ în care ferita comută sub acțiunea impulsului $H(t)$ se poate deduce din:

$$S_w = \int_{t_0}^{\tau} [H(t) - H_0]\, dt \tag{7}$$

La efectuarea integralei din (7), trebuie ținut seama că pot apare două situații distincte, care dealtfel sînt confirmate de experiență:

a. Ferita comută în timpul $\tau_1 < \tau_f$ (fig. 3. a)

b. Ferita comută în timpul $\tau_2 > \tau_f$ (fig. 3. b)

Dacă admitem că procesul de comutare are loc conform fig. 3.a, relația (7) devine:

$$S_w = \int_{t_0}^{\tau_1} \left(\frac{H_m}{\tau_f} t - H_0 \right) dt = \frac{H_m}{2 \cdot \tau_f} (\tau - t_0)^2 \tag{8}$$

de unde se deduce:

$$\tau_1 = \sqrt{\frac{2 S_w \cdot \tau_f}{H_m}} + \frac{H_0 \cdot \tau_f}{H_m} \tag{9}$$

în care s-a ținut seama de relația (6).

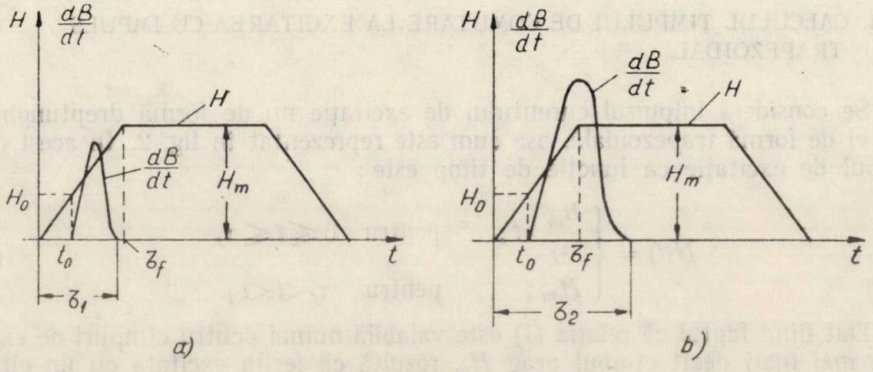


Fig. 3.

În cazul cînd ferita comută în timpul $\tau_2 > \tau_f$ relaţia (7) devine:

$$S_w = \int_{t_0}^{\tau_f} \left(\frac{H_m}{\tau_f} \cdot t - H_0 \right) dt + \int_{\tau_f}^{\tau_2} (H_m - H_0) dt = (H_m - H_0)\tau_2 - (H_m - H_0) \frac{\tau_f + \frac{H_0 \tau_f}{H_m}}{2} \quad (10)$$

unde s-a ţinut seama de relaţia (6).

Din (10) rezultă:

$$\tau_2 = \frac{S_w}{H_m - H_0} + \frac{\tau_f}{2} + \frac{H_0}{2 H_m} \tau_f . \quad (11)$$

Este interesant de remarcat faptul că timpul de comutare τ_2 este mai mare decît timpul de comutare $\tau = \frac{S_w}{H_m - H_0}$, determinat din relaţia (2) pentru cazul cînd cîmpul de excitaţie este dreptunghiular şi are aceeaşi amplitudine H_m ca şi cîmpul din fig. 3.

Relaţii întrucîtva asemănătoare cu (9) şi cu (11) pentru calculul timpilor de comutare, se deduc şi în [1] şi [2], cu observaţia că nu rezultă în ce condiţii este valabilă o relaţie sau alta, element esenţial pentru calcule.

2. STABILIREA DOMENIULUI DE VALABILITATE AL RELAŢIILOR DEDUSE PENTRU TIMPII DE COMUTARE.

Pentru a determina condiţiile în care expresiile (9) şi (11) sînt valabile ne vom sprijini pe relaţiile impuse:

$$\tau_1 \leqslant \tau_f ; \quad \tau_2 > \tau_f ; \quad H_m > H_0 \quad (12)$$

care conduc la condițiile:

$$\sqrt{\frac{2S_w \cdot \tau_f}{H_m}} + \frac{H_0 \cdot \tau_f}{H_m} \leqslant \tau_f, \tag{13}$$

$$\frac{S_w}{H_m - H_0} + \frac{\tau_f}{2} + \frac{H_0}{2H_m} \cdot \tau_f > \tau_f. \tag{14}$$

Condiția limită $\tau_1 = \tau_f$ conform (13) conduce la o ecuație de gradul doi în H_m, cu rădăcini distincte, dintre care numai una este valabilă și are expresia:

$$H_{m0} = H_0 + \frac{S_w}{\tau_f} + \sqrt{\left(2H_0 + \frac{S_w}{\tau_f}\right)\frac{S_w}{\tau_f}} \tag{15}$$

A doua rădăcină rezultă mai mică decît cîmpul H_0 și este prin urmare exclusă.

Din considerente fizice rezultă ușor că pentru a realiza $\tau_1 < \tau_f$, la un miez dat, este necesar ca amplitudinea impulsului trapezoidal trebuie să fie $H_m > H_{m0}$.

Rezolvînd inecuația (14), și ținînd seama de necesitatea ca H_m să fie mai mare decît cîmpul prag, rezultă:

$$H_0 < H_m < H_{m0}, \tag{16}$$

unde H_{m0} este cîmpul dat de relația (15).

Rezultă că pentru calculul timpilor de comutare în gol ai unei ferite la excitarea cu un impuls de curent de formă trapezoidală, este necesar să se calculeze amplitudinea H_{m0} a impulsului, care la timpul de creștere τ_f dat, delimitează domeniile de valabilitate al relațiilor (9) și (11).

3. VERIFICĂRI EXPERIMENTALE

S-a ales pentru încercări un miez toroidal de ferită cu ciclul de histerezis rectangular avînd parametrii.

$A = 0{,}6 \cdot 10^{-6}$ m^2 $\qquad$ $B_s = 0{,}29$ T

$l = 0{,}785 \cdot 10^{-2}$ m $\qquad$ $H_0 = 90$A/m

$B_r = 0{,}27$ T $\qquad$ $S_w = 60 \cdot 10^{-6}$ c/m

$r_m = 1{,}8 \cdot 10^4$ Ω/m

Pe miez s-au dispus conform figurii 1.c, înfășurările:

$$N_1 = N_2 = 10 \text{ spire}; \quad N = 9 \text{ spire}.$$

Pentru $\tau_f = 0{,}6 \cdot 10^{-6}$ s, din (15) rezultă $Hm_0 = 375$ A/m.

Excitînd miezul cu un impuls ce are aceste date, experimental se verifică $\tau_1 = \tau_f = 0{,}6 \cdot 10^{-6}$s (fig. 4. a).

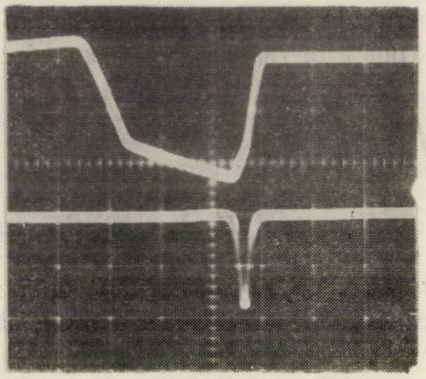


Fig. 4a.

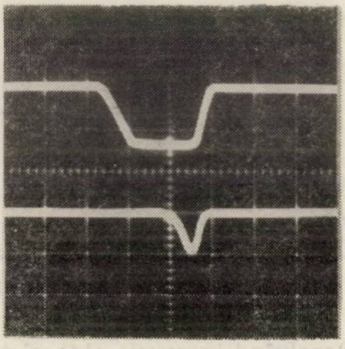


Fig. 4b.

Excitînd miezul cu un impuls, avînd $\tau_f = 0{,}4 \cdot 10^{-6}$ s și $H_m = 210$A/m (fig. 4.b), observăm că din (15) rezultă în acest caz $H_{m0} = 522$ A/m $> H_m$. Prin urmare timpul de comutare se va calcula cu relația (11), valabilă pentru $\tau > \tau_f$, din care se obține $\tau_2 = 0{,}786 \cdot 10^{-6}$s. Experimental se obține pentru aceeași situație $\tau_2 = 0{,}8 \cdot 10^{-6}$s (fig. 4.b).

4. CONCLUZII

a). La comutarea în gol a feritelor, cu impulsuri de curent de formă trapezoidală, pe lîngă relațiile de calcul pentru timpii de comutare trebuie luată în considerare și relația (13) pentru determinarea cîmpului H_{m0}.

b). Pentru cazul în care feritele comută în sarcină, sub acțiunea unor impulsuri trapezoidale cunoscute, aflarea cîmpului H_{m0} caracteristic mersului în gol, poate ușura mult studiul, știut fiind că la mersul în sarcină timpii de comutare sînt mai mari.

Dacă pentru comutarea în sarcină a unei ferite date se utilizează impulsuri de formă trapezoidală avînd $H_m < H_{m0}$, este cert că va rezulta timpul de comutare $\tau > \tau_f$ și deci acest timp va fi determinat, dintr-o relație de forma (10), completată cu cîmpurile de magnetizare corespunzătoare sarcinii.

BIBLIOGRAFIE

1. Pirogov A. I., Samaev I. M. „*Magnitnîe serdeciniki v avtomatike i vicislitelinoitehnike*“ Energhia-Moskva 1967.
2. Neeteson P. „*Square Loop Ferrie core Swichjng*“ Phil ps technical L brary, 1964.
3. Rozenblat A. „*Magniînie efementi avtomatiki i vicjsliteljnoi tehnke*“ Nauka-Moskva 1966

ВЛИЯНИЕ ВРЕМЕНИ РОСТА ВОЗМУЩЮЩЕГО ИМПУЛЪСА НА ПОВЕДЕНИЕ ПЕРЕКЛЮЧАЮЩИХ ФЕРРИТ

РЕЗЮМЕ

Аанализируя влияние времени роста и амплитуд возвущающего импульса трапецоидальной формы, при переключении феррит с интерезионым прямоугольным циклом, в работе приводятся соотношения расчета для времени переключения, определяя на основе математического критерия, область действительности данных соотношений.

L'INFLUENCE DU TEMPS DE CRETE DU COURANT D'EXCITATION DANS LES PHÉNOMÈNES DE COMMUTATION DES FERRITES

RESUMÉ

Pour un courant d'éxcitation constituant une fonction en forme de trapèze, on donnes d'expressions du temps de commutation des ferrites et la delimitation des domaines de validité de cettes expressions.

DISPOZITIV PENTRU ÎNSUMAREA A N NUMERE SIMULTAN

DE

A. SOCENEANTU

INTRODUCERE

Pentru reducerea timpului de înmulţire a două numere, s-au făcut ma multe propuneri [1], [2]. Toate acestea realizează înmulţirea ca şi o operaţie secvenţială, în serie, deci într-un timp relativ lung.

Azi există tendinţa de a construi blocuri specializate în operaţii aritmetice, ca urmare a folosirii pe scară largă a circuitelor integrate. Astfel *C.S. Wallace* a propus în 1964 [3] un dispozitiv de lucru în paralel, format din $(n-1)$ sumatoare legate în piramidă, a cărui timp de înmulţire este de $(\log_2 n)T$, undei T este timpul cel mai lung necesar pentru o adunare şi n este numărul de cifre al fiecărui operand.

În anul 1970 *Svoboda* [4] a propus un alt dispozitiv de înmulţire care realizează în serie ordonarea cifrelor de adunat, într-un anumit mod după care se produce însumarea lor.

Metoda propusă în această lucrare se caracterizează prin aceea că însumarea celor N numere se face în mai multe nivele, şi o dată declanşată, ea continuă fără nici o intervenţie exterioară, şi rezultatul se obţine într-un timp mai scurt decît cel corespunzător schemei lui *Wallace* şi *Svoboda*.

METODA PROPUSĂ

Se presupune că există n numere de adunat, X_1, $X_2 \ldots X_n$, fiecare avînd m cifre binare (fig. 1). Operaţia de adunare se începe simultan în fiecare coloană, prin adunarea cifrelor 1, obţinîndu-se sume parţiale notate cu Y_i, cîte una pentru fiecare coloană. Prin aceasta, adunarea celor n numere, fiecare avînd m cifre, s-a convertit în adunarea a m numere fiecare avînd $(\log_2 n) + 1$ cifre.

Buletinul ştiinţific şi tehnic al Inst. politehnic Timişoara, Seria Electrotehnica, Tom 15 (30) Fasc. 2/1971. Pag. 15—25.

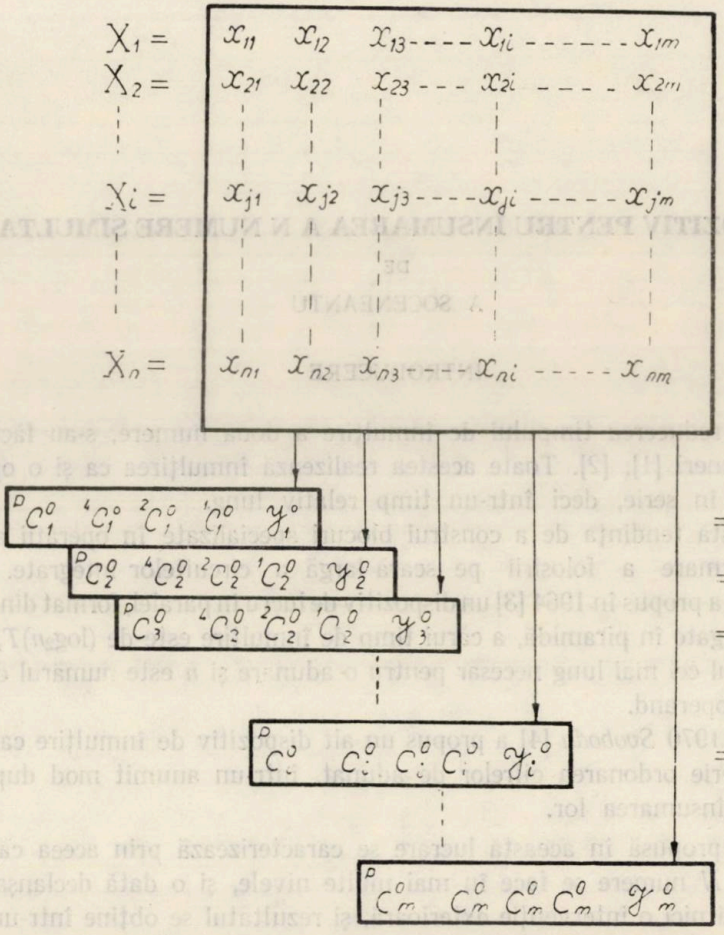


Fig. 1. Adunarea operanzilor X_i şi obţinerea sumelor parţiale Y_i.

Această operaţie de adunare poate fi realizată printr-un set de funcţii simetrice ale căror variabile să fie cifrele de adunat. Astfel pentru coloana I corespunde setul de funcţii simetrice:

$$ {}_iS_0^{16},\ S_1^{16},\ \ldots,\ {}_iS_j^{16},\ \ldots\ {}_iS_{15}^{16},\ {}_iS_{16}^{16} \tag{1} $$

unde ${}_iS_j^{16}$ reprezintă funcţia simetrică de J variabile, numărul total de variabile fiind 16.

Pentru explicarea procedurii în cele ce urmează se va considera cazul adunării a 16 numere ($n=16$), rezultatul însumării în coloana i fiind:

$$ Y_i^0 = {}^4C_i^0\,{}^2C_i^0\,{}^1C_i^0\,Y_i^0 $$

Relaţia între cifrele binare ale sumei parţiale Y_l^0 şi cifrele de adunat se pune în evidenţă folosind funcţiile simetrice după cum urmează

$$Y_l^0 = {}_iS_1^{16} \vee {}_iS_3^{16} \vee {}_iS_5^{16} \vee \ldots \vee {}_iS_{15}^{16} = \overset{15}{\underset{K=1+2j}{\vee}} ({}_iS_K^{16})$$

$$(j=0,\ 1,\ 2,\ 3,\ 4,\ 5,\ 6,\ 7) \tag{2a}$$

$${}^1C_l^0 = {}_iS_2^{16} \vee {}_iS_3^{16} \vee {}_iS_6^{16} \vee {}_iS_7^{16} \vee {}_iS_{10}^{16} \vee {}_iS_{11}^{16} \vee {}_iS_{14}^{16} \vee {}_iS_{15}^{19} = \overset{k+1}{\underset{k=2+4j}{\vee}} ({}_iS_k^{16})$$

$$j=0,\ 1,\ 2,\ 3 \tag{2b}$$

$${}^2C_l^0 = {}_iS_4^{16} \vee {}_iS_5^{16} \vee {}_iS_6^{16} \vee {}_iS_7^{16} \vee {}_iS_{12}^{16} \vee {}_iS_{13}^{16} \vee {}_iS_{14}^{16} \vee {}_iS_{15}^{16} = \overset{k+3}{\underset{k=4+8j}{\vee}} ({}_iS_k^{16})$$

$$j = 0,1 \tag{2c}$$

$${}^4C_l^0 = {}_iS_8^{16} \vee {}_iS_9^{16} \vee {}_iS_{10}^{16} \vee {}_iS_{11}^{16} \vee {}_iS_{12}^{16} \vee {}_iS_{13}^{16} \vee {}_iS_{14}^{16} \vee {}_iS_{15}^{16} = \overset{15}{\underset{k=8}{\vee}} ({}_iS_k^{16}) \tag{2d}$$

Realizarea practică a setului de funcţii simetrice de mai sus, poate fi difi cilă, dacă se urmează calea clasică, adică se folosesc circuite logice SI, SAU O cale mai raţională este de a folosi o structură de arbore ca şi aceea pre zentată de *M. Marcus* [5]. Acest arbore poate furniza simultan la toate ieşirile sale valorile tuturor funcţiilor simetrice ce se pot compune pentru o configuraţie dată a variabilelor de intrare. În loc de relee se pot folosi tranzistori, ce pot fi blocaţi sau în conducţie în mod similar cu tranzistorii din linia de transfer propusă de *T. Kilburn* [6].

În acest caz arborele poate fi considerat ca o linie complexă de propagare a transferului. Un asemenea arbore, a fost construit şi experimentat pentru trei variabile de intrare, la ieşire rezultînd 4 funcţii simetrice. Rezultatele bune ce s-au obţinut sînt raportate în [7].

Pentru n intrări, se obţin $(n+1)$ funcţii simetrice, fiind necesare în acest scop $2\sum_{i=1}^{n-1}(i+1)$ tranzistoare. Acest număr fiind ridicat, se consideră raţională construirea unui asemenea arbore, numai pe baza tehnologiei circuitelor integrate.

Pentru fiecare coloană, rezultă aceleaşi funcţii simetrice deci hardwarul ce furnizează sumele parţiale, este acelaşi pentru fiecare coloană. Aceste circuite constituie nivelul zero al întregului ansamblu.

Nivelurile următoare sînt formate din sumatoare, conectate în cascadă. Modul lor de conectare este indicat în figura 2 unde se vede că Y_{m-3}^1 este rezultatul însumării lui Y_m^0 şi Y_{m-1}^1, însumare care are loc în primul nivel. Un exemplu de însumare în al doilea nivel este între Y_{m-3}^1 şi Y_{m-1}^1, rezultînd Y_{m-3}^2.

În figura 3 se prezintă sub formă mai detailată, la nivel de cifra binară, numerele de însumat în nivelurile unu, doi şi trei, pentru poziţiile binare de la $m-7$ la m.

Figura 4 prezintă schema de însumare corespunzătoare datelor din figura 3. În cele ce urmează se vor prezenta ecuaţiile şi schemele corespunzătoare sumatoarelor din nivelurile unu, doi şi trei.

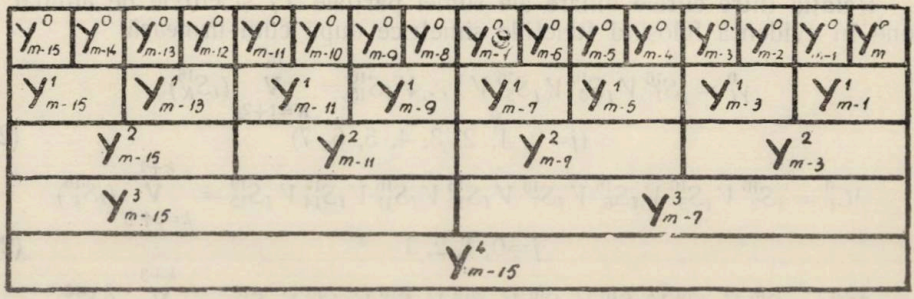


Fig. 2. Modul de adunare a sumelor parțiale Y .

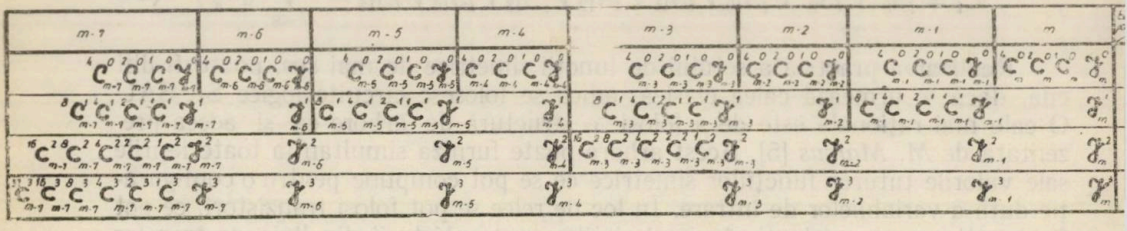


Fig. 3. Însumarea la nivel de cifră, în nivelul unu, doi și trei pentru pozițiile binare m pînă la $m-7$.

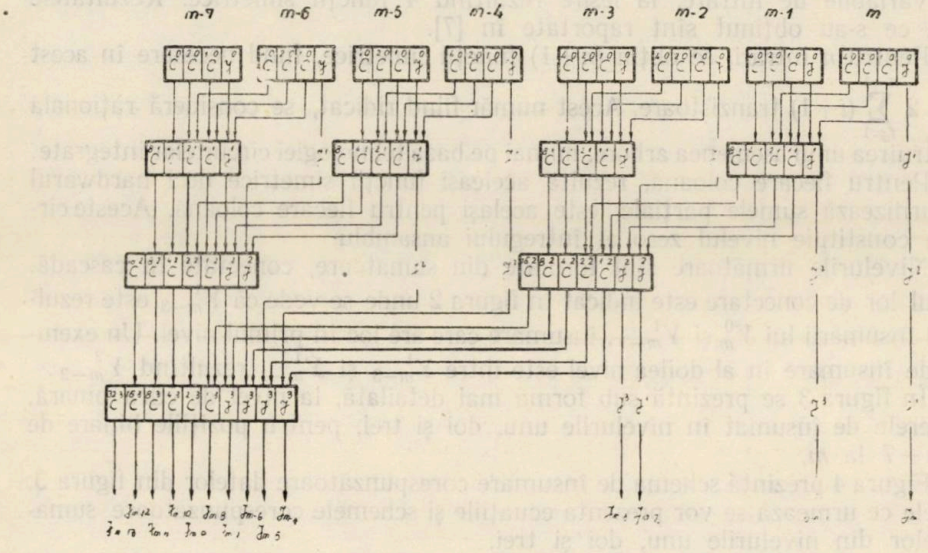


Fig. 4. Schema de ansamblu pentru adunarea sumelor parțiale Y .

NIVELUL UNU

După cum se vede din fig. 4, în acest nivel există patru grupe identice de sumatoare. În relațiile de mai jos, K poate lua valorile 1, 2, 3 sau 4 și e un indice asociat fiecărei din cele 4 grupe de sumatoare.

Ecuațiile de însumare corespunzătoare rangului celui mai puțin semnificativ, al doilea, al treilea și al patrulea sînt notate cu 3a, 3b, 3c și 3d.

Ecuația 3e reprezintă cifra care trece din nivelul zero direct în nivelul 3.

$$Y^1_{m-2k+1} = Y^0_{m-2k+1} \oplus {}^1C^0_{m-2k+2}$$

$${}_1T^1_{m-2k+1} = Y^0_{m-2k+1} \cdot {}^1C^0_{m-2k+2} \tag{3a}$$

$${}^1C^1_{m-2k+1} = {}^1C^0_{m-2k+1} \oplus {}^2C^0_{m-2k+2} \oplus {}_1T^1_{m-2k+1}$$

$${}^2T^1_{m-2k+1} = {}^1C^0_{m-2k+1} \cdot {}^2C^0_{m-2k+2} + {}^1T^1_{m-2k+1}\,({}^1C^0_{m-2k+1} \oplus {}^2C^0_{m-2k+2}) \tag{3b}$$

$${}^2C^1_{m-2k+1} = {}^2C^0_{m-2k+1} \oplus {}^4C^0_{m-2k+2} \oplus {}_2T^1_{m-2k+1}$$

$${}_3T^1_{m-2k+1} = {}^2C^0_{m-2k+1} \cdot {}^4C^0_{m-2k+2} + {}_2T^1_{m-2k+1}\,({}^2C^0_{m-2k+1} \oplus {}^4C^0_{m-2k+2}) \tag{3c}$$

$${}^4C^1_{m-2k+1} = C^0_{m-2k+1} \oplus {}_3T^1_{m-2k+1}$$

$${}^8C^1_{m-2k+1} = {}^4C^0_{m-2k+1} \cdot {}_3T^1_{m-2k+1} \tag{3d}$$

$$Y^1_{m-2k+2} = Y^0_{m-2k+2} \tag{3e}$$

Schema corespunzătoare ecuațiilor 3e prezentată în figura 5.

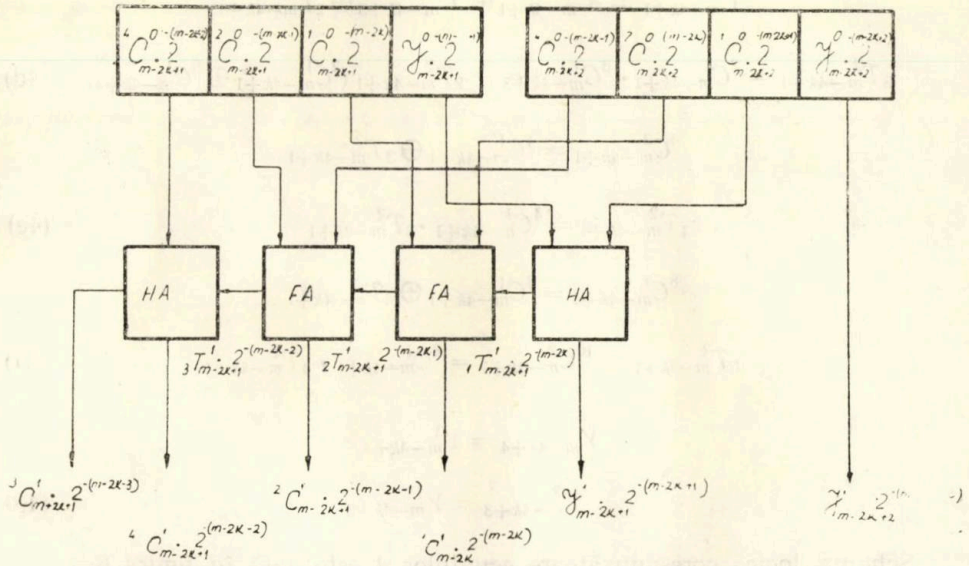


Fig. 5. Schema pentru un grup de sumatoare din nivelul unu.

NIVELUL DOI

Intrările acestui nivel sînt formate din ieșirile primului nivel. În acest nivel numărul de grupe identice de sumatoare este egal cu doi. Un sumator din nivelul doi corespunde la patru numere de adunat din nivelul zero, sau 2 numere de adunat din nivelul 1. În ecuațiile 4, K e un indice ce poate lua valorile 1 sau 2, corespunzător primului sau celui de al doilea sumator din acest nivel. Astfel pentru rangul cel mai puțin semnificativ, al doilea al treilea, pînă la al șaselea, corespund ecuațiile 4a, 4b, 4c, 4d, 4e și 4f. Ecuațiile 4g corespund cifrelor cu care nu se operează în nivelul doi.

$$Y^2_{m-2k+2} = Y^1_{m-4k+2} \oplus {}^1C^1_{m-4k+3}$$

$${}^1T^2_{m+4k+2} = Y^1_{m-4k+2} \cdot {}^1C^1_{m-4k+3} \tag{4a}$$

$$Y^2_{m-4k+1} = Y^1_{m-4k+1} \oplus {}^2C^1_{m-4k+3} \oplus {}_1T^2_{m-4k+2}$$

$${}_1T^2_{m-4k+1} = Y^1_{m-4k+1} \cdot {}^2C^1_{m-4k+3} + {}_1T^2_{m-4k+2}\,(Y^2_{m-4k+1} \oplus {}^2C^1_{m-4k+3}) \tag{4b}$$

$${}^1C^2_{m-4k+1} = {}^1C^1_{m-4k+1} \oplus {}^4C^1_{m-4k+3} \oplus {}_1T^2_{m-4k+1}$$

$${}_2T^2_{m-4k+1} = {}^1C^1_{m-4k+1} \cdot {}^4C^1_{m-4k+3} + {}_1T^2_{m-4k+1}\,({}^1C^1_{m-4k+1} \oplus {}^4C^1_{m-4k+3}) \tag{4c}$$

$${}^2C^2_{m-4k+1} = {}^2C^1_{m-4k+1} \oplus {}^8C^1_{m-4k+3} \oplus {}_2T^2_{m-4k+1}$$

$${}_3T^2_{m-4k+1} = {}^2C^1_{m-4k+1} \cdot {}^8C^1_{m-4k+3} + {}_2T^2_{m-4k+1}\,({}^2C^1_{m-4k+1} \oplus {}^8C^1_{m-4k+3}) \tag{4d}$$

$${}^4C^2_{m-4k+1} = {}^4C^1_{m-4k+1} \oplus {}_3T^2_{m-4k+1}$$

$${}_4T^2_{m-4k+1} = {}^4C^1_{m-4k+1} \cdot {}_3T^2_{m-4k+1} \tag{4e}$$

$${}^8C^1_{m-4k+1} = {}^8C^1_{m-4k+1} \oplus {}_4T^2_{m-4k+1}$$

$${}_5T^2_{m-4k+1} = {}^{16}C^2_{m-4k+1} = {}^8C^1_{m-4k+1} \cdot {}_4T^2_{m-4k+1} \tag{4f}$$

$$Y_{m-4k+4} = Y^1_{m-4k+4}$$

$$Y^2_{m-4k+3} = Y^1_{m-4k+3} \tag{4g}$$

Schema logică corespunzătoare ecuațiilor 4 este dată în figura 6.

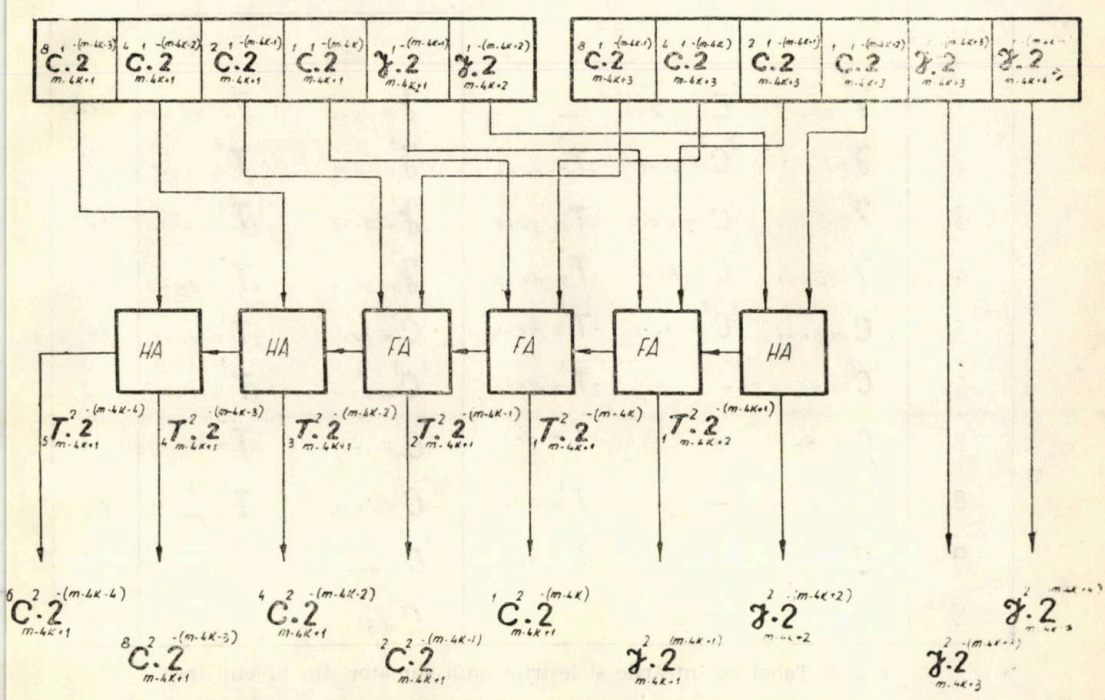


Fig. 6. Schema pentru un grup de sumatoare din nivelul doi.

NIVELUL TREI

Continuînd aceeași procedură și pentru nivelul trei, se vede că în acest nivel sînt ($m/8$) sumatoare, fiecare avînd 4 poziții binare. Fiecare poziție binară a sumatorului are ca și intrare ieșirile nivelului doi precum și transferul rezultat din rangul imediat mai puțin semnificativ.

Figura 7 prezintă intrările și ieșirile pentru fiecare din cele 9 poziții binare ale sumatorului.

Tabela din figura 8 s-a compus pe baza celor arătate pentru nivelul unu, doi și trei și pe baza extrapolării rezultatelor și pentru niveluri superioare. În acest tabel prin număr de intrări s-a înțeles numărul de legături ce sosesc din nivelul imediat inferior. Tabelul s-a compus pentru două cazuri: numărul de operanzi de adunat e de la 8 la 16 și pentru cazul general cînd sînt N operaanzi de adunat.

Tabelul din figura 8 permite să se tragă concluzia că un sumator din nivelul L, e compus din $(L+1)$ sumatoare complete pentru 1 rang, plus $(2^{L+1}+1)$ semisumatoare, cîte unul pentru fiecare rang. Aceasta este situația pentru $N=8$. Pentru cazul general cînd se adună N numere, sînt necesare pentru nivelul L,

Nr rangului biţi	Intrările			Ieşirile		Obs
				Suma	Transferul	
1	$\gamma^2_{m\cdot 8K+4}$	${}^{1}C^2_{m\cdot 8K+5}$	—	$\gamma^3_{m\cdot 8K+4}$	${}_1T^3_{m\cdot 8K+4}$	HA
2	$\gamma^2_{m\cdot 8K+3}$	${}^{2}C^2_{m\cdot 8K+5}$	${}_1T^3_{m\cdot 8K+4}$	$\gamma^3_{m\cdot 8K+3}$	${}_1T^3_{m\cdot 8K+3}$	FA
3	$\gamma^2_{m\cdot 8K+2}$	${}^{4}C^2_{m\cdot 8K+5}$	${}_1T^3_{m\cdot 8K+3}$	$\gamma^3_{m\cdot 8K+2}$	${}_1T^3_{m\cdot 8K+2}$	FA
4	$\gamma^2_{m\cdot 8K+1}$	${}^{8}C^2_{m\cdot 8K+5}$	${}_1T^3_{m\cdot 8K+2}$	$\gamma^3_{m\cdot 8K+1}$	${}_1T^3_{m\cdot 8K+1}$	FA
5	${}^{1}C^2_{m\cdot 8K+1}$	${}^{16}C^2_{m\cdot 8K+5}$	${}_1T^3_{m\cdot 8K+1}$	${}^{1}C^3_{m\cdot 8K+1}$	${}_2T^3_{m\cdot 8K+1}$	FA
6	${}^{2}C^2_{m\cdot 8K+1}$	—	${}_2T^3_{m\cdot 8K+1}$	${}^{2}C^3_{m\cdot 8K+1}$	${}_3T^3_{m\cdot 8K+1}$	HA
7	${}^{4}C^2_{m\cdot 8K+1}$	—	${}_3T^3_{m\cdot 8K+1}$	${}^{4}C^3_{m\cdot 8K+1}$	${}_4T^3_{m\cdot 8K+1}$	HA
8	${}^{8}C^2_{m\cdot 8K+1}$	—	${}_4T^3_{m\cdot 8K+1}$	${}^{8}C^3_{m\cdot 8K+1}$	${}_5T^3_{m\cdot 8K+1}$	HA
9	${}^{16}C^2_{m\cdot 8K+1}$	—	${}_5T^3_{m\cdot 8K+1}$	${}^{16}C^3_{m\cdot 8K+1}$		HA
10	—	—		${}^{32}C^3_{m\cdot 8K+1}$		

Fig. 7. Tabel cu intrările şi ieşirile unui sumator din nivelul trei.

Nr nivelului	(Nr de intrări)			
	N = 8 16		N	
	intrări C	intrări	intrări C	intrări γ
1	2×3	1	$2\lceil \log_2 N \rceil$	1
2	2×4	2	$\lceil \lceil \log_2 N \rceil + 1 \rceil 2$	2
3	2×5	4	$\lceil \lceil \log_2 N \rceil + 2 \rceil 2$	4
4	2×6	8	$\lceil \lceil \log_2 N \rceil + 3 \rceil 2$	8
⋮	⋮	⋮	⋮	
L	$2^{x}(L+2)$	2^{L-1}	$\lceil \lceil \log_2 N \rceil + L - 1 \rceil 2$	2^{L-1}

Fig. 8. Numărul de intrări în diferite niveluri.

Nr nivelului	Nr de sumatoare	Nr de semi sumatoare	Timpul necesar în nivelul L
1	$[\log_2 N] - 1$	2	$2\tau\ (\log_2 N)$
2	$[\log_2 N]$	3	$2\tau\ [(\log_2 N) + 1,5]$
3	$[\log_2 N] + 1$	5	$2\tau\ [(\log_2 N) + 3,5]$
4	$[\log_2 N] + 2$	9	$2\tau\ [(\log_2 N) + 6,5]$
5	$[\log_2 N] + 3$	17	$2\tau\ [(\log_2 N) + 12,5]$
6	$[\log_2 N] + 4$	33	$2\tau\ [(\log_2 N) + 20,5]$
L	$[\log_2 N] + L - 2$	$2^{L-1} + 1$	$2\tau\ [(\log_2 N) + L + 2^{L-2} - 1,5]$

Fig. 9. Numărul de sumatoare, semisumatoare, și timpul de însumare pentru diferite niveluri.

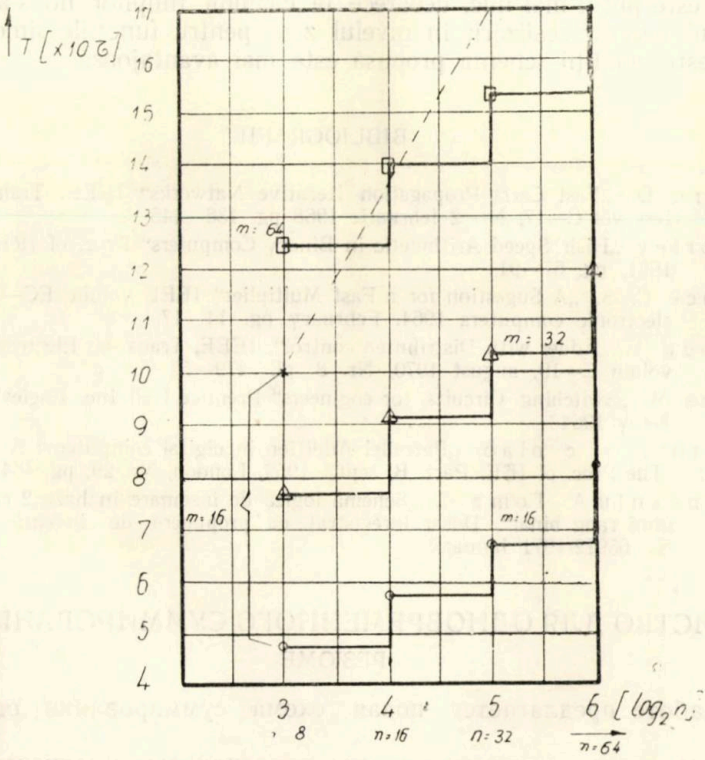


Fig. 10. Variația timpului T în funcție de n și m.

($\text{Log}_2 N + L - 2$) sumatoare complecte și ($2^{L-1}+1$) semisumatoare. Aceste concluzii sînt prezentate sistematic în fig. 9 unde se dă și timpul de însumare calculat pentru fiecare nivel. Prin τ s-a notat timpul de însumare al unui semisumator.

Pentru a se scoate în evidență interdependența între numărul de operanzi de adunat, și numărul de cifre binare al fiecărui operand m, și influența lor asupra timpului total de adunare T, s-au luat patru cazuri: $n=8$, 16,32 și 64 și pentru fiecare caz s-a luat $m=16,32$ și 64. Rezultatul comparării se dă în figura 10. Se vede că pentru $n=8 \ldots 15$, raportul între timpul T corespunzînd lui $m=64$ și $m=16$ este de 2,6 în timp ce același raport pentru $n=64-127$ este de 2,06. Rezultă o diferență de 20% între cei doi timpi relativi, în timp ce numărul de operanzi de adunat a crescut de la 8 la 127, deci cu 160%. Cu cît m și n sînt mai mari cu atît schema este mai avantajoasă.

Pentru a se cunoaște mai în detaliu avantajele conferite de schema propusă, s-a comparat cu schema propusă de *Wallace* și s-a găsit că la aceasta, timpul T variază constant. Pentru $m=16$ și $n=8$, 16, 32, 64, acesta este 9 986, 1 348, 1 708 și 2 078. Variația s-a prezentat punctat în fig. 10. Rezultă că schema propusă este de două pînă la trei ori mai rapidă. În realitate acest cîștig mare de timp este puțin mai mic, deoarece la calculul timpilor nu s-a ținut cont de timpul necesar realizării în nivelul zero pentru funcțiile simetrice. Chiar și în aceste condiții schema propusă este mai avantajoasă.

BIBLIOGRAFIE

1 Ferrare D. „Fast Carry-Propagation Iterative Natworks" IEEE. Trans. on Computers vol C—17, Nr. 2 februarie 1968 pg. 136—145

2 MC Sorley „Hish Speed Arithmetic in Binary Computers" Proc. of IRE, vol. 49, Ian. 1961, pg. 67—91

3 Wallace C. S. „A Sugestion for a Fast Multiplier" IEEE volum EC—13, Trans. on electronic computers 1964. February pg. 14—17.

4 Svoboda A. „Adder with Distributed control", IEEE, Trans. on Electronic computers, volum C—19, august 1970, Nr. 8, pl. 479—52

5 Marcus M. „Switching Circuits for engineers" Prentice Hall Inc. Englewood Cliff. New Jeroy 1964

6 Kilburn T. și colab. „Parrallel Addition in digital computers: A new fast Carry Circuit The Proc. of IEE. Part. B, sept. 1959, London, Nr. 29, pg. 464

7 Soceaneanțu A. Toma C. „Schemă logică de însumare în baza 2 corespunzătoare unui rang binar". Dosar înregistrat ca propunere de invenție la OSIM cu Nr. 65912/1971 ianuarie.

УСТРОЙСТВО ДЛЯ ОДНОВРЕМЕННОГО СУММИРОВАНИЯ ЧИСЕЛ

РЕЗЮМЕ

В работе предлагается новая схема суммирования одновремено чисел.

Схема характеризуется тем, что первоначалью реализуется суммирование цифр I по каждому столбцу, применя для этого симметричные

булевы функции. Частичные результаты суммируются при помощи схемы построенной и виде пирамиды.

Предложенная схема сепа сапоставляется с существующими в литературе, и дает значительную экономию времени для осуществления операций.

EINE SCHALTUNG FÜR DIE GLEICHZEITIGE ADDITION VON *N*-ZAHLEN

ZUSAMMENFASSUNG

In dem Beitrag wird eine neue Schaltung für die gleichzeitige Addition von *n*-Zahlen vorgeschlagen.

Die vorgeschlagene Schaltung realisiert die Addition der Ziffern einer Kolonne und verwendet zu diesem Zweck die symmetrischen Boolschen Funktionen. Die Zwischenergebnisse werden mitpyramidalgeschaltenem Addierer ermittelt. Die beschriebene Schaltung wird mit den bekannten Schaltungen verglichen und es wird gezeigt dass die Geschwindigkeit grösser ist.

CRITERII DE ALEGERE A CODURILOR REDUNDANTE FOLOSITE LA ÎMPĂRȚIREA BINARĂ

DE

V. POP

1. INTRODUCERE

Operația de împărțire binară presupune efectuarea unui număr de adunări și scăderi urmate de deplasări, cel puțin egal cu numărul cifrelor cîtului. Considerînd că scăderea se face prin adunarea complementului scăzătorului și ținînd cont de faptul că timpul de realizare a deplasării este mic în comparație cu timpul de adunare, rezultă că reducerea timpului de împărțire este strîns legată de reducerea timpului de însumare. Una dintre metodele cele mai economice de accelerarea adunării o constituie însumarea fără propagarea transferului sau însumarea cu memorarea transferului. Rezultatul adunării a două numere binare într-un sumator fără propagarea transferului, se obține într-un cod binar redundant, adică pozițiile numărului au ponderile egale cu puteri ale bazei doi, însă cifrele de pe o anumită poziție sînt reprezentate prin două poziții binare, una pentru sumă, iar cealaltă pentru transferul înmagazinat, deci pot depăși ca număr baza. Această metodă de însumare poate fi aplicată la împărțirea numerelor binare reprezentate în sistemul cu virgula fixată după cifra semn sau a mantiselor normalizate ale numerelor binare reprezentate în sistemul cu virgula mobilă, deoarece rezultatele intermediare, resturile parțiale, nu trebuie obținute obligatoriu în cod binar, iar în cursul adunărilor nu trebuie sesizată depășirea capacității registrului, operație dificilă în codul redundant, resturile parțiale fiind toate subunitare. Mai rămîne însă o problemă dificilă și anume aceea de a stabili cifra curentă a cîtului pe baza restului parțial reprezentat redundant, deoarece pentru precizarea semnului numărului în toate cazurile ar trebui făcută conversia în reprezentarea binară convențională. Această dificultate se poate înlătura, dacă se acceptă și pentru reprezentarea cîtului un cod binar redundant [1. p. 501]. Complexitatea schemei logice de împărțire depinde în mare măsură de codul redundant folosit pentru reprezentarea resturilor parțiale. Din acest motiv este important să se aleagă pentru reprezentarea resturilor un cod redundant care în condițiile date să conducă la schema logică cea mai economică.

Buletinul științific și tehnic al Inst. politehnic Timișoara, Seria Electrotehnica, Tom 15 (30). Fasc. 2/1971. Pag. 27—39.

În lucrare se propun ca criterii de comparare a economicității codului redundant complexitatea schemei de adunare și scădere, posibilitatea de convertire în codul binar convențional și complexitatea schemei logice de stabilire a cifrelor cîtului. Pe baza acestor criterii se compară patru dintre codurile redundante cunoscute din literatură [2], stabilindu-se avantajele și dezavantajele acestora în cazul folosirii lor în schemele logice de împărțire rapidă.

2. ÎNSUMAREA UNUI NUMĂR REPREZENTAT ÎN COD BINAR CU UN NUMĂR REPREZENTAT ÎN COD BINAR REDUNDANT

Resturile parțiale reprezentate în cod binar redundant se calculează din resturile precedente prin adunarea sau scăderea împărțitorului reprezentat în cod binar. Codul binar redundant, după cum s-a arătat la punctul 1, poate fi generat prin adunarea a două numere reprezentate în cod binar într-un sumator fără propagarea transferului. Același sumator se poate folosi și pentru adunarea unui număr reprezentat în cod binar redundant cu un număr reprezentat în cod binar, dacă la intrarea rămasă liberă în urma întreruperii propagării transferului se aplică transferul memorat la intrare, adică cifra α_i a operandului reprezentat în cod binar redundant. Analiza schemelor de însumare pentru numerele reprezentate într-un cod redundant cu un număr reprezentat în cod binar se reduce deci la analiza sumatoarelor fără propagarea transferului. Cel mai simplu sumator fără propagarea transferului sau cu transfer memorat se obține întrerupînd linia de propagare a transferului la un sumator paralel obișnuit (fig. 1), în punctul P.

În figura 1 s-a reprezentat schema logică a celulei de însumare pentru o singură poziție, i, celelalte fiind identice. Cifra sumei S_i și transferul pentru poziția din stînga T_{i-1}, în funcție de cifrele celor doi operanzi, A_i și M_i și de transferul T_i, sînt date de expresiile logice:

$$S_i = A_i \oplus M_i \oplus T_i \quad (1)$$

$$T_{i-1} = A_i M_i \vee T_i (A \oplus M_i), \quad (2)$$

unde cu „$\oplus$" s-a notat operația „SAU EXCLUSIV", iar cu „$\vee$" operația „SAU„. Prin întreruperea propagării transferului T_i și memorarea acestuia sub forma transferului de ieșire σ_i, dat de relația (3)

$$\sigma_i = A_{i+1} M_{i+1} \vee \vee T_{i+1}(A_{i+1} \oplus M_{i+1}) \quad (3$$

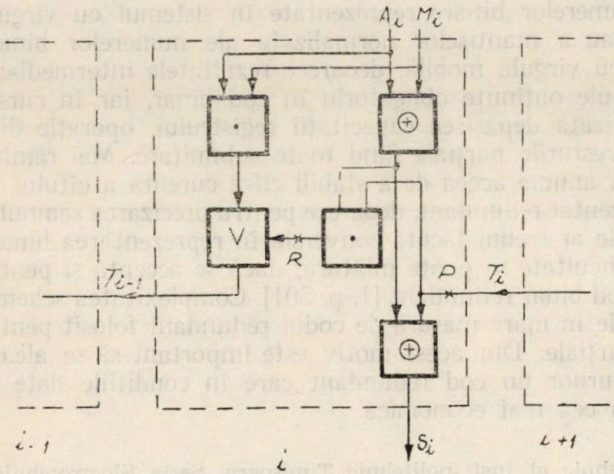


Fig. 1. Sumator binar paralel

rezultă sumatorul cu transfer memorat, notat STM1, reprezentat în figura 2. Reprezentarea redundantă a cifrei sumei S_i^*, se obține însumînd cifrele de aceleași ponderi S_i și σ_i (4).

$$S_i^* = S_i + \sigma_i \tag{4}$$

Valorile posibile ale lui S_i^* sînt, conform relației (4), 0,1 și 2. Acest cod este un cod binar redundant cu cifre normalizate și se notează pentru referințe ulterioare cu CRN1. Sumatorul STM1 (fig. 2) poate fi folosit la adunarea unui număr dat în cod binar ale cărui cifre se aplică la intrările M_i cu un număr reprezentat în codul CRN1 ale cărui cifre se aplică la intrările α_i și A_i, unde α_i reprezintă transferul memorat de intrare.

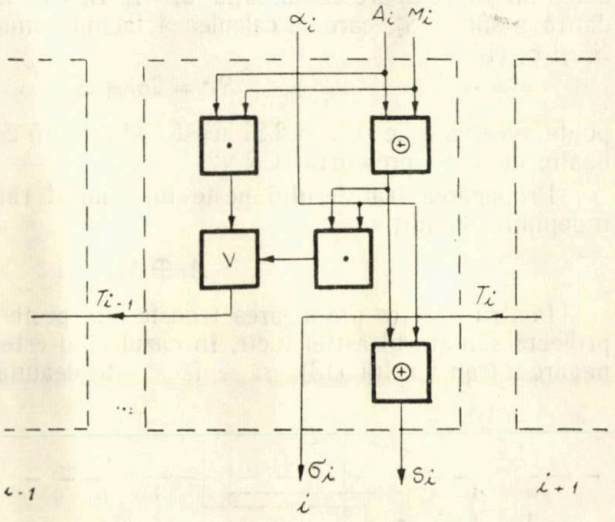


Fig. 2. Sumator cu transfer memorat, varianta 1.

Expresia logică a transferului dată de relația (2) se poate scrie și sub forma:

$$T_{i-1} = T_i' \vee A_i M_i, \tag{5}$$

unde T_i' este transferul propagat de pe poziția $i+1$ spre poziția $i-1$.

$$T_i' = (A_i \oplus M_i) T_i. \tag{6}$$

Înlocuind pe T_i din expresiile logice (1) și (6) conform expresiei (5) rezultă

$$S_i = A_i \oplus M_i \oplus (T_{i+1}' \vee A_{i+1} M_{i+1}) \tag{7}$$

$$T_i' = (A_i \oplus M_i)(T_{i+1}' \vee A_{i+1} M_{i+1}) \tag{8}$$

Dacă se memorează numai transferul propagat, adică se întrerupe linia de dropagare a transferului, la sumatorul din figura 1, în punctul R și se notează

transferul memorat la ieșire, T'_i, cu σ_i care asociat cu S_i reprezintă cifra redundantă a sumei S_i^*, iar transferul memorat la intrare, T'_{i+1}, cu α_{i+1} care asociat cu A_{i+1} reprezintă cifra redundantă a primului operand, atunci expresiile (7), (8) și (5) devin respectiv :

$$S_i = A_i \oplus M_i \oplus (\alpha_{i+1} \vee A_{i+1} M_{i+1}) \tag{9}$$

$$\sigma_i = (A_i \oplus M_i)(\alpha_{i+1} \vee A_{i+1} M_{i+1}) \tag{10}$$

$$T_{i-1} = \alpha_i \vee A_i M_i \tag{11}$$

Expresiile (9), (10) și (11), descriu un nou sumator cu transfer memorat, STM2, a cărui schemă logică este reprezentată în fig. 3.

După cum se vede din expresiile (9) și (10), la acest sumator $S_i \sigma_i = 0$, adică nu poate apare combinația $\sigma_i = 1$, $S_i = 1$. Din acest motiv cifra redundantă a sumei S_i^*, care se calculează făcînd suma ponderată a cifrelor binare S_i și σ_i (12),

$$S_i^* = 2\sigma_i + S_i, \tag{12}$$

poate avea valorile : 0,1 și 2.Si acest cod este un cod redundant cu cifre normalizate, denumit prescurtat CRN2.

Propagarea transferului peste un anumit rang are loc atunci, cînd este îndeplinită condiția :

$$A_i \oplus M_i = 1 \tag{13}$$

Pentru a evita propagarea transferului peste mai multe ranguri, se poate proiecta sumatorul astfel încît, în cazul cînd este îndeplinită condiția de propagare a transferului (13), să se facă întotdeauna transfer în rangul imediat.

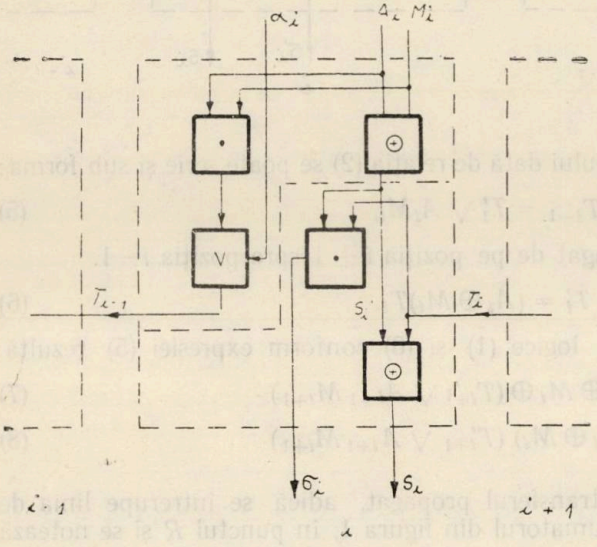


Fig. 3. Sumator cu transfer, memorat, varianta 2.

superior, independent de faptul că transferul din rangul inferior, T_i, este 0 sau 1. Făcînd transferul T_{i-1} egal cu 1 în cazul cînd are locegalitatea (13) în să $T_i=0$, pentru ca rezultatul să rămînă corect, trebuie ca cifra sumei, S_i, să fie luată egală cu -1. Atunci,

$$1\cdot 2^{-(i-1)}+(-1)\cdot 2^{-i}=1\cdot 2^{-i} \tag{14}$$

Procedînd în modul arătat mai sus, un eventual transfer ulterior, $T_i=1$, are ca efect doar anularea cifrei sumei. La un asemenea sumator rezultatul se obține într-un cod redundant ale cărui cifre, S^*, au valorile -1, 0 și 1. -1 se notează de obicei $\bar{1}$. Codurile redundante, cu cifrele 1,0 și 1 se numesc coduri redundante cu cifre simetrice (C R S). Există 9 coduri redundante simetrice diferite [2], diferența între ele constînd în felul în care se codifică cifrele 1,0 și $\bar{1}$ prin cifrele binare S_i și σ_i (Tabelul 1). Fiecărei codificări din tabelul 1 îi corespunde un anumit sumator simetric. Toate aceste sumatoare sînt caracterizate prin corespondența între cifrele operanzilor și transferul de intrare și cifra sumei, respectiv cifra transferului de ieșire, dată în tabelul 2.
Din cele nouă sumatoare simetrice se analizează numai două, considerate mai economice, sumatorul simetric cu memorarea semnului (SMS), corespunzător codificării de pe coloana 3 din tabelul 1, și sumatorul simetric cu memorarea transferului (SSTM), corespunzător codificării de pe coloana 4.

Cod binar		Cifra redondantă								
$\sigma_i(\alpha_i)$	$S_i(A_i)$	$\varepsilon_i^*\ (A_i^*)$								
0	0	0	0	0	0	—	0	0	1	$\bar{1}$
0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
1	0	$\bar{1}$	—	0	$\bar{1}$	0	1	$\bar{1}$	0	0
1	1	0	$\bar{1}$	$\bar{1}$	—	$\bar{1}$	$\bar{1}$	1	$\bar{1}$	$\bar{1}$
Numărul codificării		1	2	3	4	5	6	7	8	9

Tabelul 1

T_i	A_i^*	M_i	S_i^*	T_{i-1}
0	0	0	0	0
0	1	0	$\overline{1}$	1
0	$\overline{1}$	0	$\overline{1}$	0
0	0	1	$\overline{1}$	1
0	1	1	0	1
0	$\overline{1}$	1	0	0
1	0	0	1	0
1	1	0	0	1
1	$\overline{1}$	0	0	0
1	0	1	0	1
1	1	1	1	1
1	$\overline{1}$	1	1	0

Tabelul 2

Pentru sumatorul SMS, pe baza tabelului 2 și a codificării 3 a cifrelor A_i^* și S_i^*, făcută în tabelul 1, se obțin expresiile logice:

$$S_i = A_i \oplus M_i \oplus T_i \tag{15}$$

$$\sigma_i = A_i \oplus M_i \tag{16}$$

și

$$T_{i-1} = \overline{\alpha}_i A_i \vee \overline{A}_i M_i \tag{17}$$

cărora le corespunde schema logică reprezentată în figura 4. Codul redundant simetric corespunzător codificării numărul 3 se numește cod binar redundant cu memorarea semnului (CRMS). Această denumire se datorește faptului că cifra σ_i din reprezentarea cifrei redundante S_i^* memorează semnul cifrei redundante, adică este 1 cînd cifra redundantă este $\overline{1}$, respectiv 0 cînd cifra redundantă este 1, iar cifra S_i reprezintă valoarea absolută a cifrei redundante.

Pentru sumatorul SSTM, pe baza tabelului 2 și a codificării 4 a cifrelor A^*_i și S^*_i, făcută în tabelul 1, se obțin expresiile logice:

$$S_i = T_i \overline{(M_i \oplus (A_i \vee \alpha_i))} \tag{18}$$

$$\sigma_i = \overline{T}_i (M_i \oplus (A_i \vee \alpha_i)) \tag{19}$$

și

$$T_{i-1} = A_i \vee \overline{\alpha}_i M_i \tag{20}$$

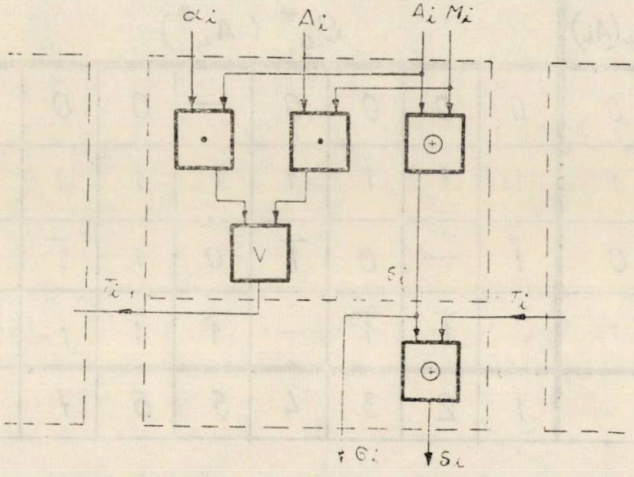


Fig. 4. Sumator simetric cu memorarea semnului.

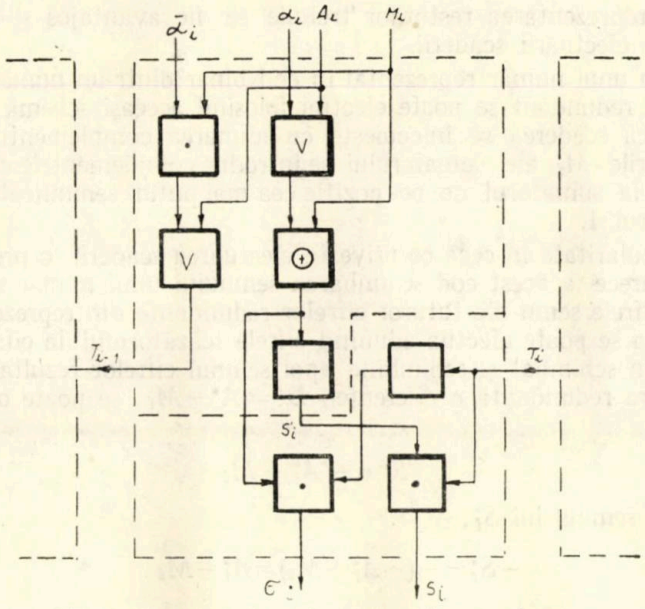


Fig. 5. Sumator simetric cu transfer memorat.

Expresiilor logice (18), (19) și (20) le corespunde schema logică reprezentată în figura 5.

Codul redundant simetric corespunzător codificării 4 se notează CRS4. Din cele prezentate pînă acum, rezultă că sumatoarele pentru codurile CRN1 și CRN2 au același număr de elemente și dacă se consideră și negațiile sînt mai economice decît sumatoarele pentru codurile CRMS și CRS4. În ceea ce privește sumatoarele pentru ultimele două coduri, acestea sînt echivalente ca număr de elemente, dacă se consideră că circuitul logic „SAU EXCLUSIV" se realizează de obicei prin 2 circuite logice „SI" un circuit logic „SAU" și 2 negatoare. Socotind și intrările negate, ultimul sumator este chiar mai avantajos, avînd cu o negație mai puțin, însă prezintă o întîrziere mai mare, deoarece are mai multe niveluri logice pentru realizarea funcției S_i. Acest neajuns poate fi însă înlăturat realizînd o altă sinteză a funcției S_i, de exemplu, plecînd de la expresia lui S_i echivalentă cu (18),

$$S_i = T_i (M_i A_i \vee M_i \alpha_i \vee \overline{M}_i \overline{\alpha}_i \overline{A}_i) \tag{21}$$

3. SCĂDEREA UNUI NUMĂR REPREZENTAT ÎN COD BINAR DINTR-UN NUMĂR REPREZENTAT ÎN COD BINAR REDUNDANT

Pe lîngă operația de însumare a împărțitorului la restul reprezentat în cod redundant, în cursul împărțirii este necesară și scăderea împărțitorului din restul reprezentat în cod redundant. Din acest motiv codul redundant

ales pentru reprezentarea resturilor trebuie să fie avantajos și din punctul de vedere al efectuării scăderii.

Scăderea unui număr reprezentat în cod binar dintr-un număr reprezentat în cod binar redundant se poate efectua folosind aceeași schemă ca și pentru adunare, dacă scăderea se înlocuiește cu adunarea complementului. În acest caz la intrările M_i ale sumatorului se introduc complementele cifrelor descăzutului, iar la sumatorul de pe poziția cea mai puțin semnificativă se introduce transferul 1.

O particularitate în ceea ce privește efectuarea scăderii o prezintă codul CRMS. Deoarece la acest cod schimbarea semnului unui număr se poate face schimbînd cifrele semn ale tuturor cifrelor redundante din reprezentarea acestuia, scăderea se poate efectua adunînd cifrele scăzătorului la cifrele descăzutului cu semn schimbat și schimbînd apoi semnul cifrelor rezultatului [2]. De exemplu, cifra redundantă a diferenței, $D^* = A^* - M_i$, se poate obține făcînd adunarea

$$S_i^* = -A_i^* + M_i \tag{22}$$

și schimbînd semnul lui S_i^*,

$$-S_i^* = -(-A_i^* + M_i) = A_i^* - M_i \tag{23}$$

Aplicînd această metodă de scădere, nu mai este necesar să se introducă transfer pe ultima poziție. Din punctul de vedere al volumului echipamentului necesar efectuării scăderii, rezultă că toate codurile sînt la fel, codul CRMS oferind doar un mic avantaj prin faptul că prezintă încă o posibilitate de efectuare a acestei operații.

4. TRANSFORMAREA DIN CODUL BINAR REDUNDANT ÎN CODUL BINAR

La sfîrșitul împărțirii, cîtul obținut în cod binar redundant și eventual restul obținut de asemenea în cod binar redundant, trebuie să fie transformate în codul binar folosit în calculator. Această operație, denumită și asimilarea transferului, este de dorit să fie făcută cît mai simplu. Avantajele oferite de diversele coduri redundante privind transformarea lor în codul binar, pot constitui deci un alt criteriu de comparare a acestora. Codul CRN1 poate fi transformat în codul binar folosind sumatorul STM1 (fig. 2) la care se restabilește linia de propagare a transferului prin legarea ieșirii σ_i cu intrarea α_i și aplicînd la cele 2 intrări rămase libere cifrele binare σ_i și S_i care reprezintă cifrele redundante ale numărului ce trebuie transformat. În urma însumării, transferul memorat se propagă și se obține numărul în codul binar. Și codurile CRN2, CRMS și CRS4 pot fi transformate în cod binar folosind sumatoarele SRN2, SMS și SSTM la care se leagă la intrarea M_i ieșirea T_i a sumatorului de rang inferior, iar la intrarea T_i rămasă liberă se introduce 0 la sumatoarele SRN2 și SSM și 1 la sumatorul SSTM. Aducînd în această situație la intrările α_i și A_i cifrele binare σ_i și S_i care reprezintă cifrele redundante ale numărului, la ieșirea S_i se obțin cifrele numărului binar. În

cazul acestor trei coduri pot fi folosite însă și scheme de transformare mai simple care reprezintă numai o parte din schema sumatoarelor respective și anume partea superioară a sumatoarelor din figurile 3, 4 și 5 separată prin linie întreruptă [2]. Pentru a efectua transformarea, folosind numai partea superioară a sumatoarelor, se leagă ieșirea T_i a schemei de pe poziția $i+1$ la intrarea M_i a schemei de pe poziția i ș.a.m.d. Cifrele binare σ_i și S_i se aduc la intrările α_i, respectiv A_i, iar cifrele numărului reprezentat în cod binar se obțin la ieșirile S'_i. Prin cod binar se înțelege codul folosit în calculator. Astfel dacă numerele reprezentate în codul redundant au rezultat în urma adunării (scăderii) unor numere reprezentate în codul complementar atunci în urma transformării lor în codul binar se obțin numere reprezentate în codul complementar. Din cele arătate mai sus se poate trage concluzia, că din punctul de vedere al transformării în cod binar, cel mai avantajos este codul CRN2.

5. STABILIREA CIFRELOR CÎTULUI PE BAZA RESTURILOR PARȚIALE REPREZENTATE ÎN COD REDUNDANT

Algoritmul de împărțire fără refacerea restului [3. p. 64] permite obținerea cifrelor cîtului pe baza semnului resturilor parțiale. Pentru a evita transformarea restului din codul binar redundant în codul binar în scopul precizării semnului, ceea ce ar conduce la pierderea avantajului obținut prin efectuarea adunărilor și scăderilor în cod redundant, se acceptă și pentru cît cifre redundante. Considerînd mai mult decît două cifre pentru fiecare poziție binară a cîtului, adică reprezentînd cîtul într-un cod binar redundant, obținerea cifrelor cîtului se poate face fără să fie nevoie să se precizeze întotdeauna semnul restului, ci numai domeniul din care face parte restul. Precizarea domeniului se poate face prin inspectarea cifrelor mai semnificative ale restului. Numărul pozițiilor care trebuie inspectate, deci și complexitatea schemei logice pentru stabilirea cifrei cîtului, depinde de codul redundant ales pentru reprezentarea restului. Acest număr poate constitui încă un criteriu de alegere a codurilor redundante folosite la împărțire. În cele ce urmează se determină acest număr pentru cele patru coduri prezentate mai sus, din condiția ca eroarea cu care se obține cîtul să nu depășească ordinul celei mai puțin semnificative cifre a acestuia.

Dacă se notează deîmpărțitul cu D, împărțitorul cu I, cîtul cu C, iar al i-lea rest parțial cu R_i, unde $i=0, 1, 2, \ldots, n$ și se impune condiția ca D și I să fie numere normalizate, iar I să fie pozitiv, atunci plecînd de la $R_0=D$, resturile parțiale următoare se calculează după formula [1. p. 502]:

$$R_{i+1} = R_i - c_i I 2^{-i} \tag{24}$$

unde c_i este cifra cîtului de pe poziția i. (Se consideră că pentru calculul restului următor se deplasează împărțitorul spre dreapta și nu deîmpărțitul spre stînga; așa cum se procedează în rețelele logice iterative de împărțire. Această procedură nu schimbă principial situația).

Conform formulei (24), ultimul rest parțial, R_{n+1} este:

$$R_{n+1} = R_n - c_n I 2^{-n} \tag{25}$$

Înlocuind succesiv în această relație pe R_n, R_{n-1}, ..., R_0 se obține

$$R_{n+1} = R_0 - I(c_0 + c_1 2^{-1} + \ldots + c_n \cdot 2^{-n}) = D - I \cdot C \tag{26}$$

de unde

$$C = \frac{D}{I} - \frac{R_n + 1}{I} \tag{27}$$

C astfel calculat reprezintă cîtul cu precizia dorită dacă:

$$\frac{|R_{n+1}|}{I} \leqslant 2^{-2} \tag{28}$$

sau

$$|R_{n+1}| \leqslant 2^{-n} I = 2I \cdot 2^{-(n+1)} \tag{29}$$

Pentru ca această condiție să fie respectată, trebuie ca cifrele cîtului să fie astfel alese încît toate resturile parțiale, pentru $i=0, 1, \ldots, n$ să satisfacă inegalitatea:

$$-2I2^{-(i+1)} \leqslant R_{i+1} \leqslant 2I2^{-(i+1)} \tag{30}$$

R_0 satisface inegalitatea (30), deoarece D și I sînt numere normalizate. Dacă se admit ca cifre ale cîtului numerele 1, 0 și $\bar{1}$, atunci pentru ca și resturile următoare să o satisfacă, din relația (24) rezultă, că alegerea cifrelor cîtului trebuie făcută după următoarea regulă:

$$\begin{aligned} &\text{pentru } -2I2^{-i} \leqslant R_i \leqslant 0, \text{ se ia } c_i = -1, \\ &\text{pentru } -I2^{-i} \leqslant R_i \leqslant I \cdot 2^{-i}, \text{ se ia } c_i = 0, \\ &\text{iar pentru } 0 \leqslant R_i \leqslant 2I \cdot 2^{-i}, \text{ se ia } c_i = 1. \end{aligned} \tag{31}$$

Din relațiile (31), rezultă că folosirea codului redundant permite o oarecare libertate în alegerea cifrelor cîtului. Astfel cifra $\bar{1}$ rămîne obligatorie numai pentru $R_i < -I \cdot 2^{-i}$, iar cifra 1 pentru $R_i > I \cdot 2^{-i}$. În schimb în domeniul $[-I2^{-2}, I \cdot 2^{-2}]$, se poate lua cifra 0, indiferent de semnul restului.

Ținînd cont că I este un număr normalizat, deci $2^{-1} \leqslant I < 1$, din relația (30), rezultă:

$$-2^{-i} \leqslant R_i \leqslant 2^{-i} \tag{32}$$

adică cifra cea mai semnificativă a restului se află pe poziția i, iar pe poziția $i-1$ se află 0 în cazul numerelor pozitive, respectiv 1, în cazul numerelor negative reprezentate în cod complementar. Poziția $i-1$ poate fi deci considerată poziția cifrei semn pentru restul R_i.

Pentru ca cifra restului să poată fi stabilită fără a mai compara restul cu I, trebuie ca relațiile (31) să fie îndeplinite pentru orice valoare a lui I din domeniul $[2^{-1}, 1)$, deci în practică cifrele cîtului se stabilesc după următoarea regulă:

$$c_i = -1, \text{ se ia cînd } -2^{-t} < R_i \leqslant 0,$$
$$c_i = 1, \text{ se ia cînd } 0 \leqslant R_i < 2^{-t}, \tag{33}$$

iar $c_i = 0$, se ia cînd $-2^{-(t+1)} \leqslant R_i \leqslant 2^{-(t+1)}$.

Din relațiile (33), rezultă că pentru a decide ce cifră a cîtului trebuie luată numai pe baza rezultatului inspecției cifrelor mai semnificative din reprezentarea restului în codul redundant, trebuie ca valoarea absolută a numărului R_i, reprezentat de cifrele restului de pe pozițiile care nu se iau în considerare la inspecție să îndeplinească condiția:

$$|R'_i| \leqslant 2^{-(t+1)} \tag{34}$$

Pentru restul reprezentat în codul CRN 1 sau CRN2, în cazul cel mai defavorabil, adică atunci cînd pe fiecare poziție neglijată cifra redundantă este 2, condiția (34) este respectată numai dacă ponderea celei mai semnificative dintre cifrele neglijate este cel mult $2^{-(t+3)}$, deci la aceste coduri se poate lua o decizie corectă dacă se inspectează 4 poziții ale restului și anume pozițiile $i-1$, i, $i+1$ și $i+2$.

Pentru codurile redundante simetrice în general, cazul cel mai defavorabil ar fi atunci cînd pe toate pozițiile neglijate se găsește cifra 1 sau pe toate pozițiile neglijate se găsește cifra $\bar{1}$. Pentru ca și în aceste cazuri să fie îndeplinită condiția (34), ponderea celei mai semnificative dintre cifrele neglijate trebuie să fie cel mult $2^{-(t+2)}$ deci trebuie inspectate trei poziții și anume pozițiile $i-1$, i și $i+1$.

În cazul în care resturile parțiale se calculează prin scăderea (adunarea) împărțitorului din (la) restul parțial deplasat la stînga, cum se procedează de obicei în calculator, resturile parțiale deplasate sînt date de formula:

$$R_i = 2(R_{i-1} - c_{i-1} I) \tag{35}$$

Repetînd raționamentele prezentate anterior, rezultă că cifrele cîtului trebuie astfel alese încît restul parțial deplasat să satisfacă relația (36)

$$-2I < R_i < 2I \tag{36}$$

Ținînd cont de condiția (36) și de faptul că I este normalizat, rezultă că în acest caz cifra semn este întotdeauna pe a doua poziție din stînga virgulei, deci vor trebui inspectate două poziții în fața virgulei și două după virgulă, cînd se lucrează în codurile CRN1 și CRN2, respectiv două poziții în fața virgulei și o poziție după virgulă cînd se lucrează cu coduri redundante simetrice.

Schema logică de stabilire a cifrei curente a cîtului pe baza resturilor parțiale are rolul și de a da comanda operației ce trebuie efectuată pentru a

calcula restul următor. După stabilirea cifrei redundante a restului, trebuie deci ca în funcție de codul acesteia o schemă logică să stabilească, dacă operația următoare este scădere sau adunare. Dacă pentru reprezentarea cifrelor cîtului se folosește codul CRS4, această schemă poate lipsi deoarece în acest cod $\sigma_i = 1$ înseamnă $c_i = -1$, deci adunare, iar $S_i = 1$ înseamnă $c_i = 1$, deci scădere. Cel mai avantajos cod pentru reprezentarea cifrelor cîtului este din acest motiv codul CRS4. Deși pentru reprezentarea restului nu trebuie ales același cod redundant ca și pentru reprezentarea cîtului, este util să se folosească același cod pentru a putea face transformarea în codul binar folosind același tip de circuite, în cazul rețelelor iterative sau aceleași circuite, în cazul rețelelor secvențiale iterative.

Din cele prezentate mai sus, reiese că cel mai avantajos cod redundant pentru reprezentarea cifrelor redundante ale cîtului este codul CRS4, iar pentru reprezentarea restului sînt la fel de avantajoase codurile CMS și CRS4.

6. CONCLUZII

În urma celor prezentate se poate trage concluzia, că pentru alegerea unui anumit cod redundant în schemele rapide de împărțire, pot fi folosite următoarele criterii:

- simplitatea sumatorului scăzător pentru codul ales,
- simplitatea schemei logice de stabilire a cifrelor cîtului și
- simplitatea schemei logice de transformare a codului respectiv în codul binar.

Importanța unuia dintre aceste criterii în alegerea codului redundant, depinde de tipul schemei logice folosite la împărțire. Astfel dacă schema logică folosită la împărțire este o schemă iterativă, adică o rețea logică planară în care calculul fiecărui rest se face cu un sumator scăzător paralel separat și fiecare cifră a cîtului se calculează de către un alt decodificator, este mai important să se obțină o schemă logică simplă la stabilire a cifrelor cîtului, decît în cazul unei scheme logice de împărțire secvențial iterative în care se folosește un singur sumator scăzător paralel și o singură schemă logică de stabilire a cifrelor cîtului.

BIBLIOGRAFIE

1. Karțev M. A. — *Aritmetjca țifrovîh mașin* Moscova, URSS, Izd. „Nauka", 1969, cap. 5
2. Robertson J. E. — *A deterministic Procedure for the Design of Carry — Save Adders and Borrow-Save Subtracters*, Report 235, Department of Computer Science, University of Illinois, Urbana, SUA, July 1967
3. Chu Y. — *Bazele proiectării calculatoarelor numerice* (traducere din l. engleză) București, RSR, 1969, cap. 1

КРИТЕРИИ ВЫБОРА ИЗБЫТОЧНЫХ КОДОВ ИСПОЛЬЗУЕМЫХ ПРИ ДВОИЧНОМ ДЕЛЕНИИ

РЕЗЮМЕ

Сокрещение времени деления получается путем использования двоичных избыточных кодов, как для изображения очередных остатков, так и для частного.

В работе приводятся в качестве критерий выбора двоичного избыточного кода используемого для изображения очередных остатков и частного : оборудование сумматора для выбранного кода, оборудование схема образования цифр частного и оборуование схемы преобразования частного в обычной форме. Основываясь на данные критерии сопоставляются самые обычные двоичные избыточные коды. Выводы данных сопоставлений могут быть использованы при выборе самого экономичного кода для данной схемы деления.

AUSWAHLKRITERIEN DER REDUNDANTEN CODES FÜR DIE BINARE DIVISION

ZUSAMMENFASSUNG

Um die erforderliche Divisionszeit zu verringern sind sowohl für die Darstellung der Partialreste, als auch des Ǒuotienten redundante binäre Codes angewendet worden.

In der Arbeit werden als Auswahlkriterien der redundanten Codes für die binäre Division, der Aufwand des Adders für den ausgewählten Code, der Aufwand der Schaltung für die Feststellung der Ǒuotientenziffer und der Aufwand der Schaltung für die Rückkonvertierung vorgeschlagen.

Auf Grund dieser Kriterien werden einige der öfters verwendenten redundanten Codes verglichen. Die Schlussfolgerungen dieses Vergleiches können zur Auswahl des, für eine gegebene Divisionsschaltung, geeignetsten Codes dienen.

APLICAȚII ALE MEMORIILOR FIXE (ROM) LA EFECTUAREA OPERAȚIILOR ARITMETICE

DE

C. STRUGARU, V. POP

I. INTRODUCERE

Pogresele tehnologice înregistrate în ultima vreme în fabricarea memoriilor fixe integrate, (Read Only Memory) se reflectă în scăderea continuă a prețului de cost și a timpului de acces [1, 5, 6]. Aceasta a făcut ca aria lor de aplicații să se lărgească necontenit, fiind astăzi folosite ca și convertoare de coduri, generatoare de caractere, generatoare de funcții trigonometrice, pentru memorarea microprogramelor etc. [2, 3, 4].

O nouă direcție se conturează în folosirea ROM-urilor la efectuarea operațiilor aritmetice și logice. Dintre acestea în primul rînd trebuie luate în considerare operațiile de înmulțire și împărțire ce reclamă un timp lung de realizare.

Pentru efectuarea înmulțirii binare se poate proceda la memorarea tuturor produselor posibile dintre cei doi operanzi într-o singură memorie fixă. Deînmulțitul și înmulțitorul considerați ca un singur număr binar, reprezintă atunci adresa din memoria fixă la care se găsește valoarea produsului (fig. 1). Timpul necesar efectuării înmulțirii în acest caz este egal cu timpul de acces al memoriei fixe.

Această cale are aplicații limitate, deoarece chiar pentru numere de lungime relativ redusă capacitatea memoriei fixe devine prohibitivă. După cum se vede în Tab. 1., unde produsul s-a considerat de lungime dublă, capacitatea în biți a unui singur ROM crește foarte rapid cu lungimea operanzilor. Astfel, pentru înmulțirea a două numere, fiecare cu lungimea maximă de 8 biți, capacitatea necesară pentru ROM-ul din fig. 1 ar depăși 10^6 biți ceea ce întrece cu mult realizările de pînă acum din tehnica integrării pe scară largă.

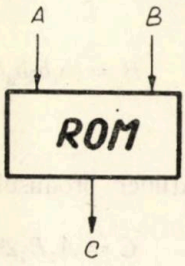


Fig. 1.

Buletinul științific și tehnic al Inst. politehnic Timișoara, Seria Electrotehnica, Tom. 15 (30). Fasc. 2/1971. Pag. 41—51.

Tabelul 1

Lungimea operanzilor în biți	Capacitatea în biți a ROM
2×2	$2^4 \times 4 = 64$
3×3	$2^6 \times 4 = 384$
4×4	$2^8 \times 8 = 2048$
5×5	$2^{10} \times 10 = 10240$
6×6	$2^{12} \times 12 = 49152$
7×7	$2^{14} \times 14 = 229376$
8×8	$2^{16} \times 16 = 1048576$
10×16	$2^{32} \times 32 = 1{,}3 \cdot 10^{11}$

II. METODE PENTRU REDUCEREA CAPACITĂȚII MEMORIEI FIXE ÎN OPERAȚIA DE ÎNMULȚIRE

Folosirea memoriilor fixe (ROM) la efectuarea operației de înmulțire își găsește o justificare în măsura în care se obține o reducere importantă a timpului de înmulțire. Posibilitatea de a micșora timpul de înmulțire este legată în primul rînd de timpul de acces al memoriei fixe care trebuie să fie cît mai mic. Sub acest aspect astăzi se fabrică ROM-uri integrate foarte rapide, cu timpul de acces sub 100 ns, dar capacitatea lor este limitată la 1 000 – 2 000 biți [5, 6]. Prin urmare prima măsură ce se impune este reducerea capacității memoriei fixe pînă la limite acceptabile.

1. **Segmentarea operanzilor**. Capacitatea memoriei fixe se poate reduce substanțial față de valorile date în Tab. 1 dacă fiecare din cei doi operanzi se consideră ca o sumă de numere [1]. Vom considera cazul a două numere binare întregi cu lungimea maximă de 16 biți.

Fie deînmulțitul $A = a_1\ a_2 \ldots\ldots a_{16}$ și înmulțitorul $B = b_1 b_2 \ldots\ldots b_{16}$. Numerele A și B se pot scrie în forma

$$A = (a_1a_2a_3a_4) \cdot 2^{12} + (a_5a_6a_7a_8) \cdot 2^8 + (a_9a_{10}a_{11}a_{12}) \cdot 2^4 + a_{13}a_{14}a_{15}a_{16} = \\ = A_1 \cdot 2^{12} + A_2 \cdot 2^8 + A_3 \cdot 2^4 + A_4 \qquad (1)$$

$$B = (b_1b_2b_3b_4) \cdot 2^{12} + (b_5b_6b_7b_8) \cdot 2^8 + (b_9b_{10}b_{11}b_{12}) \cdot 2^4 + b_{13}b_{14}b_{15}b_{16} = \\ = B_1 \cdot 2^{12} + B_2 \cdot 2^8 + B_3 \cdot 2^4 + B_4 \qquad (2)$$

Atunci produsul $A \cdot B = C = c_1c_2 \ldots c_{32}$ apare sub forma

$$C = A_1B_1 2^{24} + A_1B_2 \cdot 2^{20} + A_1B_3 \cdot 2^{16} + A_1B_4 \cdot 2^{12} + A_2 \cdot B_1 \cdot 2^{20} + \\ + A_2B_2 \cdot 2^{16} + A_2B_3 \cdot 2^{12} + A_2B_4 \cdot 2^8 + A_3B_1 2^{16} + A_3B_2 \cdot 2^{12} + A_3 \cdot B_3 \cdot 2^8 + \\ A_3 \cdot B_4 \cdot 2^4 + A_4B_1 \cdot 2^{12} + A_4B_2 \cdot 2^8 + A_4B_3 \cdot 2^4 + A_4B_4 \qquad (3)$$

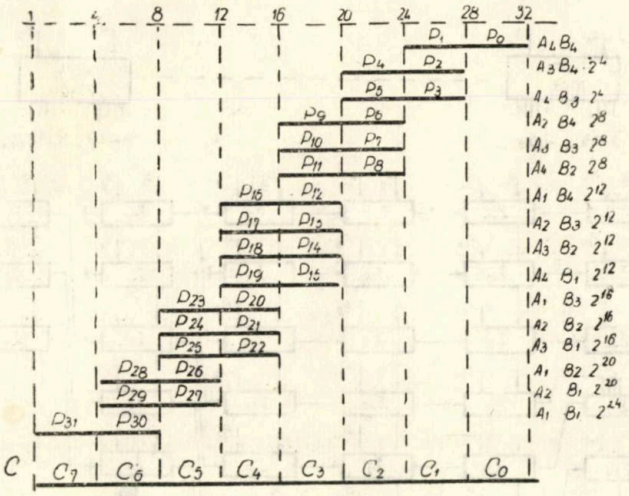


Fig. 2.

Produsele parțiale A_iB_j din expresia (3), deplasate corespunzător în vederea adunării, apar ca în fig. 2. Fiecare din cele 16 produse parțiale poate fi citit dintr-un singur ROM, cu capacitatea de $2 \times 8 = 2\,048$ biți. Prin urmare pentru obținerea produsului $C = A \cdot B$ de lungime dublă sînt necesare 16 memorii fixe $(ROM)_1$, $(ROM)_2$ ..... $(ROM)_{16}$ fiecare de 2 048 biți și o rețea de sumatoare pentru adunarea produselor parțiale, așa cum se indică în fig.3. Rezultatul obținut prin însumarea produselor parțiale se înscrie în registrul RC. Dacă conținutul anterior al registrului RC, notat cu C' se adună în rețeaua de sumatoare la produsele parțiale, așa cum s-a procedat de fapt în fig. 3, atunci rezultatul ce se înscrie în RC este $C = A \cdot B + C'$. În acest fel cu schema din fig. 3 se pot efectua următoarele operații:

– Înmulțire. Dacă în prealabil se comandă ștergerea registrului RC, adică $C' = 0$, rezultatul înscris în registru va fi $C = AB$.

– Înmulțire cu adunare. Dacă $C' \neq 0$ se va obține $C = AB + C'$.

– Adunare. Dacă operandul B se înscrie în registrul RC, adică stabilim ca $C' = B$, iar la intrările corespunzătoare operandului B în locul acestuia se aduce un număr egal cu unitatea, ceea ce revine la a stabili ca $B_1 = 0$, $B_2 = 0$, $B_3 = 0$ $B_4 = 0001$ atunci se obține ca rezultat $C = A \cdot 1 + C' = A + B$.

– Scăderea se poate realiza de asemenea simplu folosind codul invers al numărului B și stabilind un transfer egal cu 1 la sumatorul Σ_0.

– Deplasarea la stînga. Pentru deplasarea la stînga a cuvîntului A cu n poziții ($n \leqslant 15$), 2^n va reprezenta valoarea operandului B.

– Convertor BCB-binar. Un număr zecimal cu patru cifre codificate binar, $Z = abcd$, poate fi convertit în binar folosind forma $Z = [(a \cdot 10 + b) \cdot 10 + c] \cdot 10 + d$,

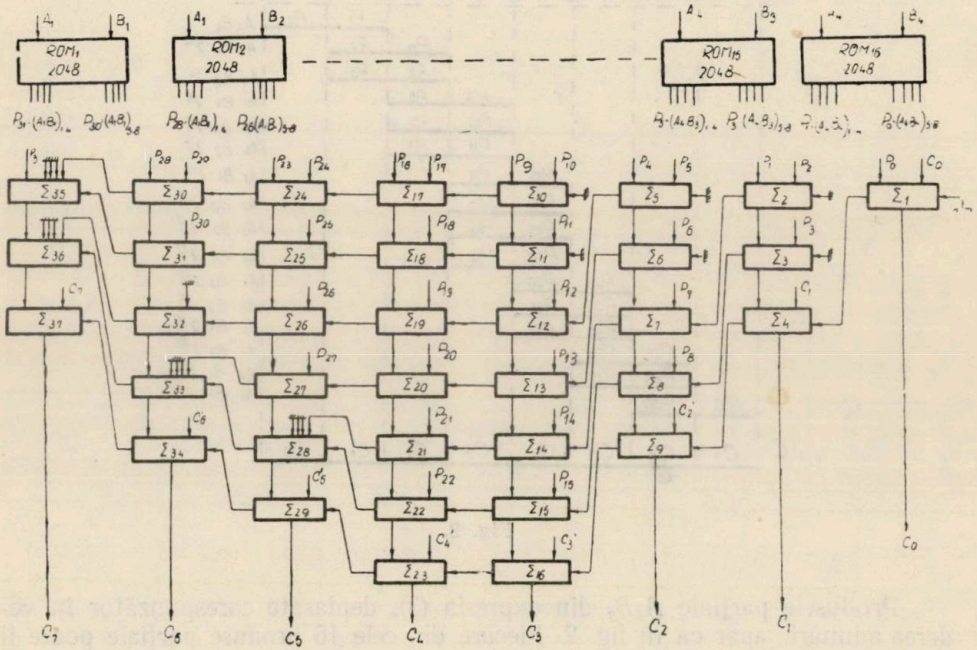


Fig. 3.

unde constanta 10 reprezintă operandul B. În plus, la schema din fig. 3, trebuie prevăzută posibilitatea transferului rezultatului din RC la intrările corespunzătoare operandului A.

2. **Eliminarea produselor identice.** Reducerea în continuare a capacității fiecărei memoriilor fixe ROM_i este posibilă deoarece după cum se vede din Tab. 2 există o simetrie față de diagonală în tabelul înmulțirii.

Se alege din Tab. 2 pentru memorare zona unde $B \geqslant A$, eliminîndu-se produsele egale cu zero. În acest caz în fiecare ROM_i se vor memora numai 120 produse parțiale, capacitatea reducîndu-se la 960 biți (adică o reducere de cca 57%). În fig. 4 cu α_i(i=1, 2, ... , 16) s-au notat ieșirile de la ROM_i. Citirea produselor parțiale din memoriile fixe necesită în acest caz doi pași.

Pasul 1. Fiecare α_i este testat și dacă $\alpha_i=0$ adică toate cele 8 ieșiri de la ROM_i sînt zero, atunci fie condiția $B \geqslant A$ nu este respectată, adică produsul este cuprins în jumătatea de tabel ce nu s-a memorat, fie unul sau ambii operanzi au valoarea zero. Indiferent care din cele două situații apare, cînd $\alpha_i=0$ se comandă un interschimb între A și B, adică operandul B se aduce la intrarea lui A și invers.

Pasul 2. Are loc citirea produsului corect din fiecare ROM_i. În acest pas semnalele α_i nu trebuie să fie testate deoarece dacă și în acest pas $\alpha_i=0$, în-

Tabelul 2

A \ B	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
1	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
2	0	2	4	6	8	10	12	14	16	18
3	0	3	6	9	12	15	18	21	24	27
4	0	4	8	12	16	20	24	28	32	36
5	0	5	10	15	20	25	30	35	40	45
6	0	6	12	18	24	30	36	42	48	54
7	0	7	14	21	28	35	42	49	56	63
8	0	8	16	24	32	40	48	56	64	72
9	0	9	18	27	36	45	54	63	72	81

$B \geqslant A$

seamnă că A sau B sau ambii operanzi sînt nuli și produsul este de asemenea zero. Dacă în primul pas a fost zero pentru că $A_i > B_j$ după interschimb se obține $B_j \geqslant A_i$ așa că în pasul 2 apare produsul corect. Timpul pentru efectuarea înmulțirii în acest caz crește.

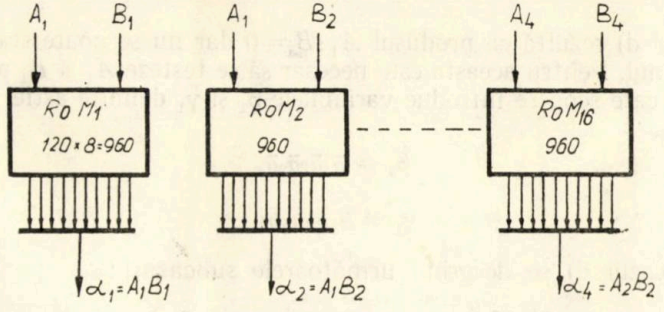


Fig. 4.

Schema din fig. 4 poate efectua aceleași operații ca și cele descrise pentru schema din fig. 3, în plus permite și compararea relativă a celor doi operanzi.

O analiză în detaliu a timpului se va da în secțiunea IV.

III. COMPARATOR DE NUMERE CU LUNGIMEA DE 16 BIȚI

Compararea a două numere operație foarte frecventă în anumite aplicații, cum ar fi sortarea, se face în mod obișnuit prin intermediul operației de scădere și testare a semnului diferenței. Realizarea comparării prin hardware, trebuie să urmărească o reducere a timpului necesar comparării. Pentru a menține necesarul de echipament electronic în limite acceptabile, se procedează la compararea în serie a biturilor, ori aceasta limitează posibilitățile privind reducerea timpului.

În continuare se prezintă cum schema din fig. 4 prin adăugarea unui echipament electronic suplimentar realizează și compararea a două numere.

Pentru a compara pe A cu B se vor compara A_1 cu B_1, A_2 cu B_2, A_3 cu B_3 și A_4cu B_4. Aceste comparări parțiale se fac plecînd de la testarea ieșirilor memoriilor fixe ROM_1, ROM_6, ROM_{11}, și ROM_{16}. Notăm cele 8 ieșiri ale lui ROM_1 cu $x_i (i=1, 2, \ldots, 8)$. Atunci ieșirea α_1 se scrie

$$\alpha_1 = x_1 + x_2 + \ldots\ldots + x_8 = \sum_{i=1}^{8} x_i \tag{4}$$

Cu α_1^1 se notează ieșirea α_1 în primul pas, iar cu α_1^2 aceeași ieșire în pasul 2, adică după ce s-a făcut un interschimb între A_1 și B_1. În funcție de valorile logice α_1^1 și α_1^2 avem următoarele patru cazuri:

a) $\alpha_1^1 \cdot \alpha_1^2 = 1$ adică $A_1 = B_1$

b) $\alpha_1^1 \cdot \bar{\alpha}_1^2 = 1$ " $B_1 > A_1$

c) $\bar{\alpha}_1^1 \cdot \alpha_1^2 = 1$ " $B_1 < A_1$

d) $\bar{\alpha}_1^1 \cdot \bar{\alpha}_1^2 = 1$ " $A_1 \cdot B_1 = 0$

În cazul d) rezultă că produsul $A_1 \cdot B_1 = 0$ dar nu se poate stabili care din factori este nul. Pentru aceasta este necesar să se testeze A_1 și B_1 pentru valoarea zero în care scop se introduc variabilele β_1 și γ_1 definite astfel

$$\beta_1 = \bar{a}_1\bar{a}_2\bar{a}_3\bar{a}_4 \tag{5}$$

și

$$\gamma_1 = \bar{b}_1\bar{b}_2\bar{b}_3\bar{b}_4 \tag{6}$$

Acum din cazul d) se desprind următoarele subcazuri:

$d_1)$ $\bar{\alpha}_1^1 \cdot \bar{\alpha}_1^2 \cdot \beta_1 \cdot \gamma_1 = 1$ adică $A_1 = B_1$

$d_2)$ $\bar{\alpha}_1^1 \cdot \bar{\alpha}_1^2 \cdot \beta_1 \cdot \bar{\gamma}_1 = 1$ " $B_1 > A_1$

$d_3)$ $\bar{\alpha}_1^1 \cdot \bar{\alpha}_1^2 \cdot \gamma_1 \cdot \bar{\beta}_1 = 1$ " $B_1 < A_1$

Se analizează pe larg numai cazul a) pentru a ușura interpretarea celorlalte cazuri. Dacă $\alpha_1^1=1$ (urmărind Tab. 2) aceasta înseamnă $B_1 \geqslant A_1$. Se procedează la un interschimb între A_1 cu B_1 și dacă $\alpha_1^2=1$ înseamnă că $A_1=B_1$, adică produsul se găsește pe diagonala Tabelului 2, deoarece numai în acest caz α_1^2 rămîne cu valoarea 1 și după interschimb.

Pe baza relațiilor de mai sus se pot scrie pentru A_1 și B_1 relațiile:

$$\alpha_1^1 \cdot \alpha_1^2 + \bar{\alpha}_1^1 \cdot \bar{\alpha}_1^2 \cdot \beta_1 \cdot \gamma_1 = E_1 \qquad \text{pentru} \qquad A_1 = B_1 \tag{7}$$

$$\alpha_1^1 \cdot \bar{\alpha}_1^2 + \bar{\alpha}_1^1 \cdot \bar{\alpha}_1^2 \cdot \beta_1 \cdot \gamma_1 = L_1 \qquad \text{“} \qquad A_1 < B_1 \tag{8}$$

$$\bar{\alpha}_1^1 \cdot \alpha_1^2 + \bar{\alpha}_1^1 \cdot \bar{\alpha}_1^2 \cdot \bar{\beta}_1 \gamma_1 = G_1 \qquad \text{“} \qquad A_1 > B_1 \tag{9}$$

Relațiile pentru compararea lui A_2 cu B_2, A_3 cu B_3 și A_4 cu B_5 sînt strict simetrice și nu se mai prezintă aici. Se dau mai jos numai expresiile logice privind compararea lui A cu B,

$$E = E_1 \cdot E_2 \cdot E_3 \cdot E_4 \qquad \text{pentru} \qquad A = B \tag{10}$$

$$L = L_1 + E_1 \cdot L_2 + E_1 \cdot E_2 \cdot L_3 + E_1 E_2 E_3 \cdot L_4 \qquad \text{pentru} \qquad A < B \tag{11}$$

$$G = G_1 + E_1 \cdot G_2 + E_1 \cdot E_2 \cdot G_3 + E_1 G_2 E_3 G_4 \qquad \text{pentru} \qquad A > B \tag{12}$$

Pe baza expresiilor logice de mai sus se poate face ușor sinteza schemei cu ieșirile E, L și G pentru cazurile egal (E), mai mic (L) și respectiv mai mare (G)

IV. ANALIZA TIMPULUI

În această secțiune se calculează timpul necesar efectuării operațiilor de adunare, înmulțire și comparare pentru schemele prezentate anterior.

Se folosesc următoarele notații.

T_S – timpul necesar pentru formarea sumei într-un sumator pentru patru ranguri (de tipul SN7483) [8].

T_T – timpul necesar pentru formarea transferului

$$K = \frac{T_S}{T_T}, \text{ (pentru SN7483, } K = 1{,}2)$$

T_{ROM} – timpul de acces al memoriei fixe. Pentru ROM rapide se poate aproxima $T_{\text{ROM}} = 2T_s$ [5, 8].

T_A – timpul de adunare a două numere cu 16 biți, folosind sumatoare de același tip cu Σ_i din fig. 3. Rezultă simplu că $T_A = 3T_t + T_S = (3+K) \cdot T_T$

În cazul schemei din fig. 3 timpul, maxim pentru obținerea rezultatului înmulțirii, înmulțirii cu adunare sau adunării este determinat de timpul necesar adunării cifrelor de pe coloana C_4 și este egal cu

$$T' = 7T_S + T_T + T_{\text{ROM}} = (1 + 9K) \cdot T_T \tag{13}$$

În cazul schemei din fig. 4 la care pentru obținerea produselor parțiale corecte sînt necesare două accese la memoriile fixe, efectuarea aceleași operații ca mai sus se face în timpul

$$T'' = 7T_S + T_T + 2T_{ROM} = (1 + 11K)\,T_T \tag{14}$$

Se poate lua în considerare în analiza comparativă un nou caz și anume cînd schema din fig. 3 este proiectată pentru a efectua numai operația de înmulțire. Adunarea urmează a se efectua cu o schemă distinctă. În acest caz conținutul registrului *RC* nu se mai adună la produsele parțiale și din rețeaua de sumatoare se elimină sumatoarele Σ_1, Σ_4, Σ_9, Σ_{16}, Σ_{23}, Σ_{29}, Σ_{34} și Σ_{37} Prin aceasta timpul de înmulțire devine egal cu

$$T''' = 6T_S + T_t + T_{ROM} = (1 + 8K)T_T \tag{15}$$

Pentru a face o analiză comparativă, în continuare se calculează un timp mediu T_M pentru o unitate aritmetică ce execută numai adunări în timpul T_A și înmulțiri în timpul T_I. Considerînd că în medie la două adunări se efectuează o înmulțire [9], adică probabilitatea $P_I$de efectuare a unei adunări este$P_A = 0{,}666$, iar probabilitatea P de efectuare a unei înmulțiri este $P_I = 0{,}333$, rezltă că T_M este egal cu

$$T_M = P_A \cdot T_A + P_I \cdot T_I = 0{,}666(3 + K)T_T + 0{,}333(3 + K) \cdot 16 \cdot T_T = 6(3 + K)T_T \tag{16}$$

Raportînd relația (16) la relațiile (13) și (14), iar timpul T_I la timpul T''' se obține:

$$\frac{T_M}{T'} = \frac{6(3+K)}{1+9K} = 2{,}1 \tag{17}$$

$$\frac{T_M}{T'''} = \frac{6(3+K)}{1+11K} = 1{,}75 \tag{18}$$

$$\frac{T_I}{T'''} = \frac{48+16K}{1+8K} = 6{,}3 \tag{19}$$

Pentru schema din fig. 4 raportul $\frac{T_I}{T'''}$ scade cu aproximativ 10%. Din (19) rezultă că dacă schema din fig. 3 execută numai operația de înmulțire atunci aceasta se efectuează de cca 6 ori mai rapid comparativ cu înmulțirea prin adunări repetate. În schimb dacă schema din fig. 3 e considerată ca o unitate în care se efectuează atît înmulțirea cît și adunarea atunci după cum rezultă din (17) și (18) viteza medie este aproximativ numai de 2 ori mai mare.

— Timpul necesar comparării. În cazul cînd compararea numerelor se face folosind memorii fixe în modul arătat în secțiunea III timpul necesar comparării a două numere cu 16 cifre binare notat cu T_c este:

$$T_c = 2T_{ROM} + T_{SC} \tag{20}$$

unde T_{SC} este timpul de întîrziere al schemei combinaționale descrisă de relațiile (10), (11) și (12).

Dacă schema comparatorului se realizează cu două nivele logice și se consideră timpul $T_{ROM} = 50-100$ ns, iar timpul de întîrziere pe un nivel este 15 ns, atunci $T_c = 130-230$ ns. Comparatorul pentru 16 bit descris în [7] are o întîrziere de 300 ns.

V. CONCLUZII

Scăderea continuă a prețului de cost/bit pentru memoriile fixe integrate a făcut ca domeniul lor de aplicații să se lărgească necontenit. O nouă direcție se conturează în folosirea ROM-urilor la efectuarea operațiilor aritmetice și logice.

Din cele prezentate în lucrare cu privire la posibilitățile de folosire a memoriilor fixe în unitatea aritmetică se desprind următoarele concluzii.

1. La efectuarea înmulțirii prin memorarea tuturor produselor posibile într-o singură memorie fixă capacitatea acesteia crește extrem de rapid cu lungimea operanzilor încît practic această soluție nu poate fi luată în considerare.

2. La înmulțirea a două numere cu lungimea de 16 biți și cu obținerea produsului de lungime dublă prin metoda segmentării operanzilor, este necesar un timp de 5—6 ori mai mic decît cel necesar la efectuarea înmulțirii prin adunări succesive. Dacă s-ar proceda la reținerea unui produs de lungime simlpă numărul memoriilor fixe ar scădea de la 16 la numai 10 cu o reducere proporțională a sumatoarelor din fig. 3.

3. Folosirea memoriilor fixe într-o schemă complexă care să asigure efectuarea mai multor tipuri de operații, de genul celor prezentate în Secțiunea II-2 conduce la un cost specific al echipamentului electronic pe operație mai mic. Determinarea timpului mediu de lucru al întregii unități trebuie făcută însă, în acest caz, luînd în considerare frecvența de apariție a operațiilor respective în diferite genuri de aplicații.

4. Soluțiile propuse în lucrare pot apărea în etapa actuală ca fiind încă scumpe dar ținînd cont de faptul că la producții de serie mare costul memoriilor fixe scade foarte mult, precum și de faptul că cercetările în acest domeniu avansează foarte rapid se poate afirma că folosirea memoriilor fixe la efectuarea operațiilor aritmetice aparține viitorului apropiat.

BIBLIOGRAFIE

1. Hemel, H. Making small ROM's do math quickly, cheaply and easly. Electronics, May 11, pg. 104—111, 1970.
2. White, H. I. and Yu, E. K. Use of read only memory in Illiac IV. Spring Joint Computer Conference, pg. 197—205, 1970.

3. Leininger, J. C. The use of read only Storage modules to perform complex logic functions. IEEE International Computer Group Conference, pg. 307—314, Washington D. C. 1970.
4. Uimari D. C. Field-Programmable Read-Obly Memories and Applications. Computer Design, Dec. 1970
5. Catalog MOS/LSI de la Texas Instruments SUA oct. 1970.
6. — Catalog INTEL Corporation, USA 1971.
7. De Vries R. C. An Alternate Method for Comparing Equality and Relative Magnitude Computer Deign, Oct, pg. 108—109, 1970.
8. TTL Catalog Supplement from Texas Instruments Oct. 1970.
9. Atkins D. E. The theory and implementation of SRT division Report No. 230, University of Illinois, USA, 1967.

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ПОСТОЯННЫХ ЗАПОМИНАЮЩИХ УСТРОЙСТВ (ПЗУ) ПРИ ВЫПОЛНЕНИИ АРИФМЕТИЧЕСКИХ ОПЕРАЦИЙ.

РЕЗЮМЕ

Исследования в области постоянных запоминающих устройст направлены к выполнению арифметических и логических операций, среди которых умножение встречается чаще всего и требует значительного времени для выполнения.

Используя идею разбивки чисел на небольшие группы, рассматривается схема для умножения двух чисел с длиною в 16 двоичных цифр каждое, для чего необходимы четыре постоянных запоминающих устройства с 2048 двоичными цифрами каждое. Для снижения стоимости в ущерб времени можно использовать четыре ПЗУ, каждое из которых содержит только 960 двоичных цифр, т. к. в таблице умножения существует симметрия по отношению к диагонали. В этом случан каждое ПЗУ запоминает только произведения относящиеся к той части таблицы в которой A B. Произведения равные нулю не запоминаются ПЗУ.

Рассматривается и возможность использования этой-же схемы операций при сложении, сравнении и перемещении влево.

READ ONLY MEMORIES IN PERFORMING OF THE ARITHMETIC OPERATIONS

ABSTRACT

The research in the read-only memories has shifted attention towards performing arithmetic and logical operations. Amongst these operations, multiplication is one of the most common and time consuming.

Using the ideas of splitting the numbers in small groups, au sixteen by sixteen bit multiplier scheme that needs four 2084 bit ROMs is discussed. In order to reduce the cost involoed în time detriment, it is posible to use four ROM with only 960 bits each because in the multiplication table there is a diagonal symetry. Then in each ROM is stored only the products belonging to that part of the table where $A \leqslant B$. Also, the products equal to zero are not stored in ROM's.

Several other facilities of the scheme like, addition, comparator, left-shifter are discussed.

INSTALAȚIE DE REGLARE A TENSIUNII ÎN STAȚII DE TRANSFORMARE

DE

V. STOICA ȘI A. STĂNESCU

Alimentarea consumatorilor de energie electrică în bune condițiuni necesită menținerea valorii tensiunii în limite relativ restrînse, intervalul dintre limite constituind banda de tensiune din stație la momentul respectiv. Această cerință impune reglarea tensiunii în stațiile de transformare coborîtoare și în stațiile de distribuție în care scop se folosesc transformatoare prevăzute cu comutatoare de ploturi sub sarcină. Instalațiile existente în țara noastră sînt prevăzute cu asemenea comutatoare a căror acționare se face prin comandă manuală mecanică sau electrică la transformator sau prin comandă de la distanță din camera de comandă a stației de transformare.

În condițiile exploatării unor stații de transformare și de distribuție fără personal permanent de exploatare sau cu personal de exploatare la domiciliu, se impune completarea instalațiilor existente astfel, ca reglarea tensiunii să se facă automat fără intervenția personalului de exploatare. Reglarea tensiunii barei de distribuție trebuie realizată așa încît să se realizeze o dependență a valorii acestei tensiuni în funcție de sarcina transformatoarelor astfel încît să se compenseze căderile de tensiune din rețeaua de distribuție.

Firme din străinătate oferă instalații de reglare a tensiunii barei de distribuție, comanda de reglare fiind transmisă comutatorului de ploturi sub sarcină al transformatorului atunci cînd valoarea tensiunii se abate de la o valoare constantă prescrisă. În țară s-a construit o instalație de reglare a tensiunii barei de distribuție, tensiunea fiind reglată și în funcție de curentul absorbit de consumatori după o relație de forma:

$$U = U_0 + KI \pm u \qquad (1)$$

---

* Lucrarea a fost prezentată în cadrul sesiunii de comunicări a lucrărilor științifice de colaborare cu producția, organizată în cinstea aniversării semicentenarului Partidului Comunist Român la Institutul politehnic Timișoara în 24—25 IV 1971.

Buletinul științific și tehnic al Inst. politehnic Timișoara, Seria Electrotehnica, Tom 15 (30) Fasc. 2/1971. Pag. 53—60.

în care:

U – este tensiunea barei de distribuție
U_0, K – constante
I – curentul absorbit de consumatori
u – prag de sensibilitate al instalației de reglare

Atît instalațiile oferite de firmele străine, cît și instalația construită în țară folosesc elemente electromagnetice cu contacte ceea ce le conferă un grad redus de siguranță în funcționare.

Prezenta lucrare prezintă o instalație de reglare a tensiunii care folosește numai circuite statice atît pentru sesizarea abaterii tensiunii de la valoarea prescrisă cît și pentru prelucrarea acestei abateri pînă la emiterea comenzilor de comutare a ploturilor, reglarea făcîndu-se conform relației (1).

PRINCIPIUL DE FUNCȚIONARE

În figura 1 este prezentată schema bloc a instalației de reglare a tensiunii stației de transformare. Tensiunea U care urmează a fi reglată se aduce la intrarea elementului de tensiune V care face o separare galvanică, redresează, filtrează și furnizează la ieșire o tensiune continuă U_u proporțională cu tensiunea U.

Curentul absorbit de consumatori se aduce la intrarea unui element de curent J care realizează o separare galvanică, redresare, filtrare și furnizare la ieșire o tensiune continuă U_i proporțională cu curentul I. Coeficientul de proporționalitate între I și U_i poate fi variat în trepte în limite largi pentru a putea realiza diferite grade de compensare a căderilor de tensiune dintre stația de distribuție și consumatori.

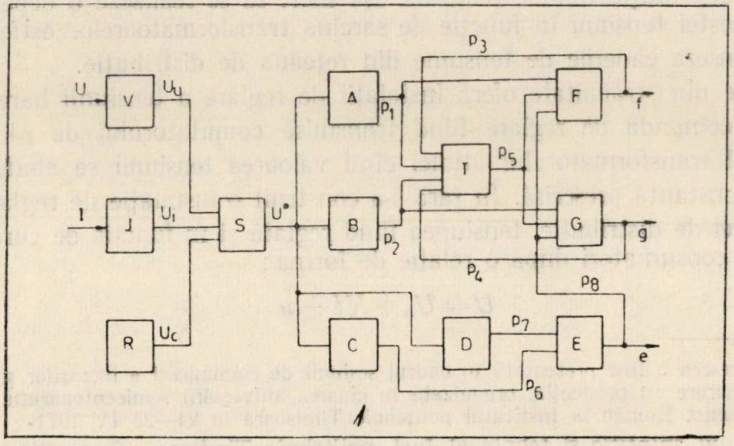


Fig. 1.

Elementul R este un stabilizator care furnizează tensiune constantă U_c. Cele trei tensiuni U_u, U_i și U_c sînt comparate într-un comparator S care scoate la ieșire o tensiune U^* conform relației:

$$U^* = U_c + U_i - U_u \tag{2}$$

Ținînd seama de modul de realizare a tensiunilor care intră în comparator rezultă:

$$U^* = U_c + K_i I - K_u U \tag{3}$$

ceea ce înseamnă că tensiunea U^* reprezintă de fapt abaterea tensiunii reglate de la valoarea prescrisă. În funcție de sensul abaterii intră în acțiune unul din elementele A sau B. Oricare ar fi sensul abaterii, cînd aceasta depășește pragul de sensibilitate, la ieșirea unuia din elementele A sau B apare un semnal care pune în funcțiune elementul de timp T. După circa 20 secunde elementul de timp T emite un semnal la ieșire. Intervalul de 20 secunde este necesar pentru a evita funcționarea regulatorului în cazul variațiilor de tensiune de scurtă durată precum și pentru a permite ca între două comenzi să se realizeze o comutare a ploturilor transformatorului comandat. Semnalul de la ieșirea elementului de timp T se aduce la intrarea elementelor de execuție F și G. Acestea sînt acționate la intrare și de semnalele de ieșire din elementele A sau B care sesizează sensul abaterii. În acest mod va fi pus în funcțiune elementul de execuție F dacă există o abatere a tensiunii reglate în sens crescător (a funcționat elementul A) și a persistat abaterea timp de 20 secunde. Elementul de execuție G se va pune în funcțiune dacă există o abatere a tensiunii reglate în sens descrescător (a funcționat elementul B) și s-a menținut această abatere timp de 20 secunde.

Elementele de execuție F sau G acționează asupra schemei de comandă a comutatorului de ploturi în sensul readucerii în bandă a tensiunii reglate. Elementul F comandă scăderea iar elementul G creșterea tensiunii reglate. În același timp elementele de execuție transmit un semnal la intrarea elementului de timp T.

Prin acest semnal de reacție se comandă și, după o secundă, se realizează aducerea elementului de timp T în starea inițială. În acest fel va dispare semnalul transmis de T spre F sau G și aceste elemente revin în starea inițială. Acțiunea elementelor F sau G a durat o secundă, timp suficient pentru ca comutatorul de ploturi să recepționeze și să memoreze comanda dată. Încetarea acțiunii elementelor de execuție F sau G, prin circuitul de reacție spre elementul T, permit acestuia să reia măsurarea intervalului de timp de 20 secunde.

Din momentul transmiterii comenzii către comutatorul de ploturi pînă la momentul comutării se scurge un timp de circa 7–8 secunde. În acest timp semnalul de abatere a tensiunii de la valoarea reglată persistă la intrarea elementului de timp T și acesta va măsura timpul urmînd a da un nou semnal la ieșire după trecerea celor 20 secunde. Dacă comutarea plotului a readus tensiunea în bandă, dispare semnalul de abatere a tensiunii și elementul de timp va fi readus în starea inițială prin absența semnalului de abatere a ten-

siunii reglate. Dacă prima comutare a ploturilor nu a fost suficientă, atunci va persista semnalul de abatere a tensiunii reglare și se va executa încă o comandă de comutare după 20 secunde de la prima comandă.

Instalația mai conține două elemente *C* și *D* care sesizează abateri mari de la valoarea prescrisă, în sus sau în jos, ale tensiunii reglate, determinînd emiterea unui semnal la ieșirea elementului *E*. Acest semnal blochează funcționarea elementelor de execuție. Rolul acestor trei elemente este de a evita funcționările greșite ale instalației atunci cînd, din cauza defectării unor elemente din circuitul principal de reglare, s-ar da comenzi care ar duce la abateri mari ale tensiunii față de valoarea prescrisă. Elementul de blocaj *E*, pe lîngă semnalul de blocaj transmis elementelor de execuție, mai transmite un semnal de avertizare în circuitele de semnalizare ale stației cu scopul de a avertiza personalul de exploatare despre blocarea funcționării regulatorului de tensiune.

ELEMENTE CONSTRUCTIVE

Elementul de tensiune *V* conține un transformator de separare și adaptare, prevăzut cu ploturi pentru schimbarea raportului de transformare în limite restrînse, o punte de redresare cu diode de germaniu și un sistem de filtrare cu capacități și inductivități.

Elementul de curent *J* a cărui schemă este redată în figura 2 conține un transformator de separare și adaptare *TI* prevăzut cu posibilitatea schimbării raportului de transformare, o punte de redresare *R* din diode de germaniu, un sistem de filtrare cu condensatoare și inductivitate. Transformatorul *TI* lucrează ca un transformator de măsură a curentului atacînd tranzistorul 1*T*. Acesta este conectat în schemă cu bază comună pentru a prezenta o impedanță mică la intrare. Curentul din emitorul acestui tranzistor diferă cu cîteva procente de curentul din colectorul său și deci pe rezistența reglabilă 1*P* se obține o tensiune U_i practic proporțională cu curentul din emiter, deci cu curentul *I* care atacă transformatorul *TI*.

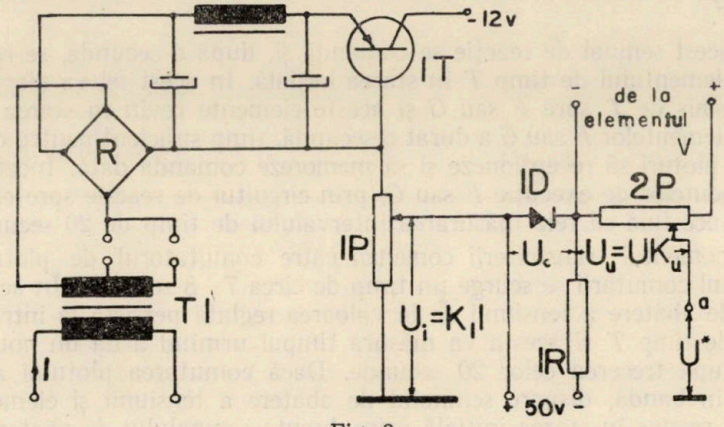


Fig. 2.

Elementul de comparație S prezentat în aceeași figură este realizat din partea inferioară a rezistenței reglabile $1P$ pe care apare tensiunea U_i, din dioda Zener 1D la bornele căreia se găsește tensiunea constantă U_c și dintr-o parte a rezistenței $2P$ pe care apare tensiunea U_u furnizată de elementul de tensiune V. Între borna a și pământ se va găsi tensiunea U^* care satisface relația (3). Tensiunea U^* atacă elementele A, B, C și D care sesizează abaterea tensiunii reglate de la valoarea prescrisă.

Elementele A, B, C și D sînt realizate din trighere Schmitt cu tensiunea de prag de 0,7 V și cu tensiunea de revenire de 0,8 V.

Elementul de timp T prezentat în figura 3 este atacat la intrările 3 și 4 de semnalele $\overline{p}_3$ și $\overline{p}_4$ emise atunci cînd nu sînt acționate elementele de execuție F și G. Intrările 1 și 2 sînt acționate cu semnalele p_1 sau p_2 de la elementele A sau B atunci cînd tensiunea reglată se abate, în sus sau în jos, de la valoarea prescrisă. Tranzistorul $2T$ de pornire a elementului de timp va trece în conducție dacă este satisfăcută funcția logică

$$t = (p_1 \vee p_2) \cdot \overline{p}_3 \cdot \overline{p}_4 \qquad (4)$$

În cazul satisfacerii relației (4) tranzistorul $3T$ se blochează și condensatorul $1C$ începe să se încarce prin rezistențele $9R$ și $19R$. Tensiunea de la bornele acestui condensator, prin repetorul realizat de $4T$, atacă baza tranzistorului $5T$ determinînd la un moment dat trecerea acestuia în conducție și începerea încărcării condensatorului $2C$. Cînd tensiunea acestui condensator atinge

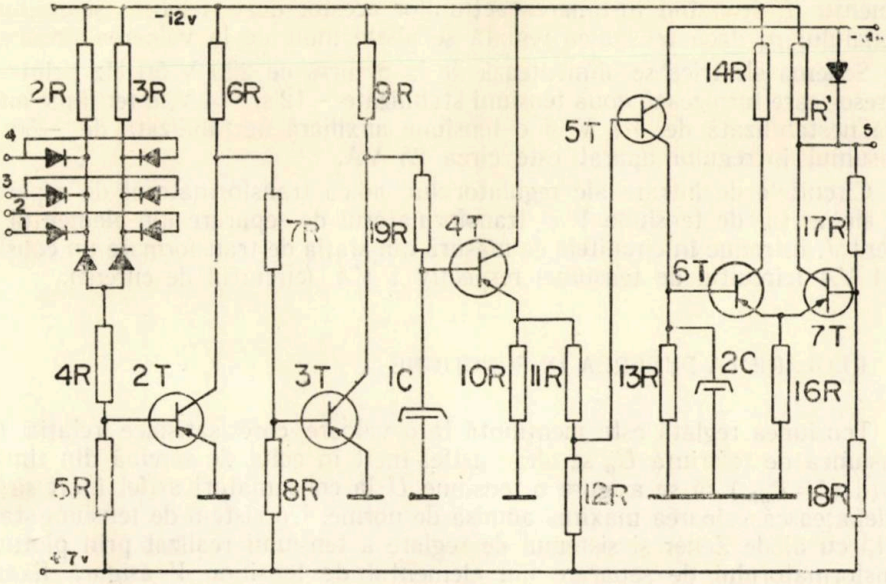


Fig. 3.

valoarea de prag a trigherului Schmitt realizat prin $6T$ și $7T$, la borna 5 de ieșire din elementul T apare semnalul p_5 care va ataca intrările în elementele de execuție F și G. Semnalul p_5 apare la 20 secunde după ce a început încărcarea condensatorului $1C$.

Prin circuitele de reacție de la F și G spre T, dispare unul din semnalele $\overline{p}_3$ sau $\overline{p}_4$ ceea ce conduce la blocarea tranzistorului $2T$ și la descărcarea condensatorului $1C$ prin tranzistorul deschis $3T$. Descărcarea se face în timp scurt, sub 0,1 secunde, rezistența $19R$ având valoare mică. Condensatorul $2C$ începe să se descarce și după o secundă determină bascularea trigherului Schmitt în stare inițială și dispariția semnalului p_5 de la borna 5. Drept urmare elementele de execuție F și G vor reveni în starea inițială și vor apărea din nou ambele semnale $\overline{p}_3$ și $\overline{p}_4$ la intrările 3 și 4 și va reîncepe întregul ciclu al elementului de timp T.

Elementele de execuție sînt realizate din tranzistoare de putere care acționează relee de execuție. Contactele acestor relee sînt conectate în circuitele de comandă ale comutatorului de ploturi.

Elementele de execuție acționează după o schemă care realizează funcția logică

$$f = p_1 \cdot p_5 \cdot \overline{p}_8; \quad g = p_2 \cdot p_5 \cdot \overline{p}_8 \tag{5}$$

ceea ce înseamnă că emiterea comenzii f se realizează dacă există abatere a tensiunii reglate în sens crescător (p_1), au trecut 20 secunde de la apariția acestei abateri (p_5) și nu există semnal de blocare de la elementulde blocaj (p_8)

Elementele de blocaj C și D sînt realizate în forma unor trighere Schmitt, elementul E realizînd însumarea acțiunilor acestor două trighere și emiterea semnalului p_8 dacă tensiunea reglată se abate mult de la valoarea prescrisă.

Schema electrică se alimentează de la o sursă de 220 V 50 Hz printr-un redresor care furnizează două tensiuni stabilizate -12 și -4 V, o tensiune auxiliară nestabilizată de $+7$ V și o tensiune auxiliară nestabilizată de -50 V. Consumul întregului aparat este circa 25 VA.

Circuitele de intrare ale regulatorului, adică transformatorul de separare din elementul de tensiune V și transformatorul de separare din elementul de curent J, introduc în circuitele de măsură din stația de transformare un consum de 4 VA (circuitul de tensiune) respectiv 1 VA (circuitul de curent).

REGLARE LA PUNEREA ÎN FUNCȚIUNE

Tensiunea reglată este menținută la o valoare care satisface relația (1). Tensiunea de referință U_0 se alege astfel încît în golul de sarcină din timpul nopții ($I = I_{min}$) să se asigure o tensiune U la consumatori astfel încît să nu se depășească valoarea maximă admisă de norme. Un sistem de tensiune stabilizată cu diode Zener și sistemul de reglare a tensiunii realizat prin ploturile transformatorului de separare din elementul de tensiune V asigură fixarea tensiunii de referință U_0 în limitele 98–108% din tensiunea nominală.

Coeficientul de compundare K se alege astfel ca la vîrful de sarcină ($I=I_{max}$) să se asigure consumatorilor o tensiune U la valoarea minimă admisă de norme. Sistemul de prize al transformatorului de separare din elementul de curent J, precum și rezistența variabilă $1P$ din același circuit permit realizarea unei compensări în limitele 1 – 10% din tensiunea nominală pentru sarcini variind între 30 și 100% din curentul nominal al transformatorului.

Pragul de sensibilitate u al instalației de reglare se alege astfel încît să se depășească cu 50 – 60% treatpa de reglare a comutatorului de ploturi din transformatorul stației de distribuție. În acest fel se evită comenzile repetate dese în sensuri diferite. Instalația realizează acest prag de sensibilitate în limitele 0,8 – 4% din tensiunea nominală acoperind astfel întreaga gamă a comutatoarelor de ploturi sub sarcină a căror treaptă de reglare are de obicei valori cuprinse între 1,25 și 1,78% din tensiunea nominală.

Valoarea tensiunii maxime care realizează blocarea funcționării instalației de reglare se fixează la 108 – 110% din tensiunea maximă a barei de distribuție. Valoarea tensiunii minime care realizează același blocaj se fixează la 90 – 92% din tensiunea minimă a barei de distribuție. Instalația realizează aceste valori fără posibilitate de schimbare deoarece elementele de blocaj au doar rol de protecție.

REGULATEUR DE TENSION POUR LES STATIONS ELECTRIQUES

V. STOICA ET A. STĂNESCU

RESUME

Dans l'article il s'agit d'un régulateur pour les stations électriques dans les quelles les transformateurs ont des combinateurs de réglage en charge. Dans l'instalation sont utilisés des éléments statiques pour sésiser la déviation de tension et pour donner les signals de commande au combinateur de prise.

Cette instalation commande le réglage de tension en fonction de perte de tension dans les lignes entre la station électrique et les consumateurs. L'instalation a des élements nécéssairs pour les réglages de tension de comparaison, de compoundage et de sensibilité.

УСТАНОВКА ДЛЯ РЕГУЛИРОВАНИЯ НАПРЯЖЕНИИ В ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ПОДСТАНЦИЯХ

РЕЗЮМЕ

В статье представляется установка для регулирования напряжении в электрических подстансциях в которых имеются силовые трансформаторы предусмотренные с возможностью регулирования напряжений под

нагрузкой. В установке употребляются статические элементы так для выявления отклонения напряжения от заданной величины каа и для переработки этого отклонения до наступлении необходимых сигналов в устройство регулирования напряжения под нагрузкой.

Представленное устройство регулирует напряжение имея в виду падение напряжения между подстанцием и употребителями. В устройстве предусмотрены необходимые элементы для регулирования задающего напряжения, комменсационного коэффициента падения напряжения в сети и порог чувствительности.

CONTRIBUȚII LA STUDIUL PORNIRII LINE A MECANISMELOR ACȚIONATE CU MOTOR ASINCRON UTILIZÎND SOLUȚIA DE ASIMETRIZARE CU AMPLIFICATOR MAGNETIC

DE

HORTENSIA RUSU

1. INTRODUCERE

La acționarea podurilor rulante și a macaralelor, la care procesul tehnologic deservit impune ca procesele tranzitorii să aibă loc lin, fără șocuri mari și fără balansul sarcinii, este necesar ca pornirea să se realizeze cu accelerație progresiv crescătoare. Se recomandă ca în acest caz pornirea să se facă în două perioade: prima perioadă cu accelerație variabilă, iar a doua perioadă cu accelerație constantă.

Se poate deduce [1] că soluția optimă este aceea în care în prima perioadă accelerația variază linear, respectiv viteza parabolic cu timpul, conform relației:

$$v = \frac{a}{2t_A} - t^2 \tag{1}$$

unde:

a este accelerația medie constantă din a doua perioadă a pornirii

t_A, timpul perioadei cu accelerație variabilă

Cuplul dezvoltat de motorul asincron în timpul pornirii cu accelerație variabilă pentru a satisface relația (1) are următoarea expresie:

$$C = C_s + k\sqrt{1-s} \tag{2}$$

unde:

C_s este cuplul rezistent,

$k\sqrt{1-s}$, cuplul dinamic

Coeficientul k are expresia:

$$k = \theta\sqrt{\frac{2a}{k_0 t_A}} - \Omega_0 \tag{3}$$

---

* Lucrarea realizată sub conducerea științifică a prof. emerit dr. ing. Brașovan Mihai

Buletinul științific și tehnic al Inst. politehnic Timișoara, Seria Electrotehnica, Tom. 15 (30). Fasc. 2/1971. Pag. 61—71.

θ fiind momentul de inerţie total al mecanismului redus la arborele motorului

Ω_0, viteza unghiulară sincronă a motorului de acţionare

k_0, coeficientul de reducere a mişcării de translaţie a mecanismului la mişcarea de rotaţie la arborele motorului.

Alunecarea motorului în momentul t_A este s_A şi se obţine cu relaţia:

$$s_A = 1 - \frac{at_A}{2k_0\Omega_0} \tag{4}$$

În lucrare se studiază variaţia cuplului motor prin asimetrizarea sistemului de tensiuni de alimentare a acestuia cu un amplificator magnetic conectat pe o fază şi comandat printr-o legătură inversă pozitivă de viteză, fig. 1, în scopul realizării unei variaţii a cuplului conform relaţiei (2), necesară unei porniri line cu acceleraţie variabilă.

Se indică o metodă analitică de calcul pentru caracteristicile artificiale ale motorului: cuplu în funcţie de alunecare şi de impedanţa de dezechilibru; $C = f(s, \bar{z})$.

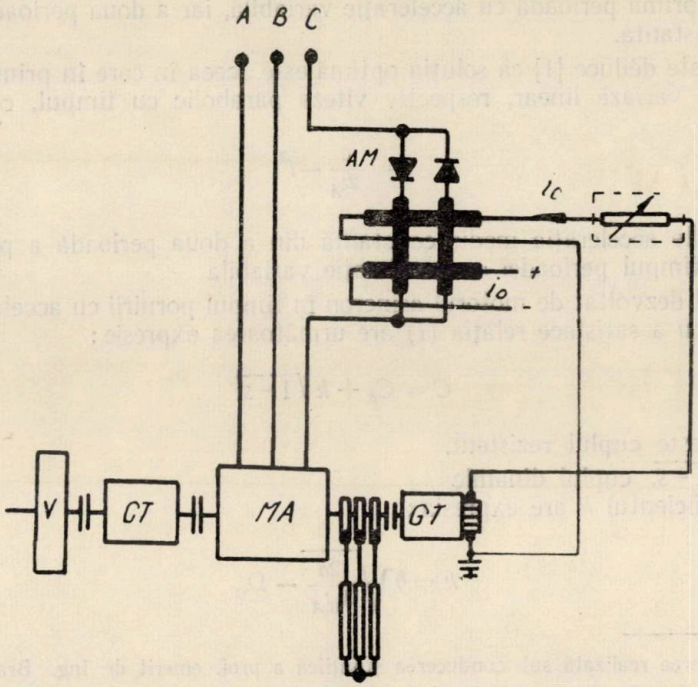


Fig. 1.

Admițînd anumite ipoteze simplificatoare se obține relația dintre curentul de comandă al amplificatorului magnetic i_c și alunecare, necesară pentru proiectarea elementelor legăturii inverse de viteză.

Pentru un caz concret se compară rezultatele calculate cu cele obținute pe cale experimentală.

2. CUPLUL MOTORULUI ASINCRON ALIMENTAT ASIMETRIC AVÎND O IMPEDANȚĂ MONTATĂ PE UNA DIN FAZE.

În cazul cînd motorul asincron este alimentat cu un sistem asimetric de tensiuni, expresia cuplului electromagnetic rezultant dezvoltat în mașină la alunecarea s rezultă, neglijînd componenta pulsatorie a acestuia, în forma:

$$C = C\left[\frac{U_d}{U_1}\right]^2 - C_{(2-s)}\left[\frac{U_i}{U_1}\right]^2 \tag{5}$$

unde:

C_s și $C_{(2-s)}$, reprezintă cuplurile la alimentare simetrică și alunecare s respectiv 2−s, iar U_d și U_i sînt componentele de succesiune directă și inversă a tensiunii de fază U_1.

Considerînd asimetria de tensiuni provocată de o impedanță intercalată pe una din faze se poate scrie, utilizînd [2, 3], expresia cuplului în funcție de admitanțe:

$$C = C_{(s)}\,\frac{9\overline{y}^2 + 6\overline{y}_i\overline{y} + \overline{y}_i^2 - \dfrac{C_{(2-s)}}{C_{(s)}}\,\overline{y}_d^2}{9\overline{y}^2 + 6(\overline{y}_d + \overline{y}_i)\overline{y} + (\overline{y}_d + \overline{y}_i)^2} \tag{6}$$

unde:

$\overline{y}_d$, $\overline{y}_i$ sînt admitanțele de succesiune directă și inversă ale motorului avînd rezistența R_2 în circuitul rotoric la alunecarea s.

$\overline{y}$, admitanța de dezechilibru

Cu ajutorul diagramei cercului [3] se poate obține o metodă grafică, expeditivă pentru deducerea cuplului.

Cu notațiile din fig. 2 pentru punctul de scurtcircuit P_{sc}, determinat de rezistența rotorică R_2, cuplul se poate scrie:

$$C = C_{(s)}\,\frac{I^2 + 2II_{(2-s)}\cos(\beta - \psi) + I_{(2-s)}^2 - \left[\dfrac{C_{(2-s)}}{C_{(s)}} \cdot I_{(b)}^2\right]}{I^2 + 2I_\gamma 4II_\gamma \sin\gamma + 4I_\gamma^2} \tag{7}$$

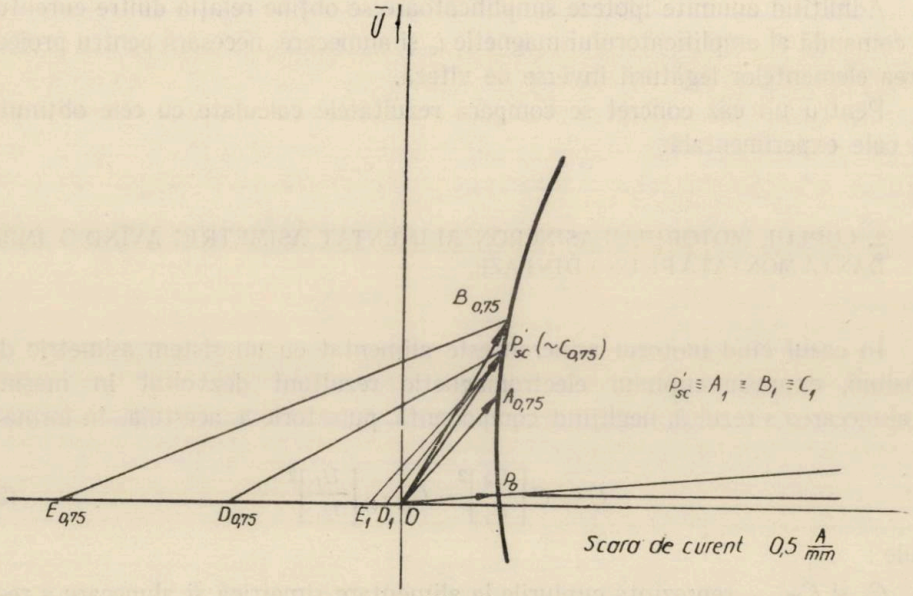


Fig. 2.

unde:

$$\bar{I}_{(s)} = \overline{AO} = I_s e^{j\alpha}$$

$$\bar{I}_{(2-s)} = \overline{BO} = I_{(2-s)} e^{j\beta}$$

$$I_\gamma = \frac{\bar{I}_{(s)} + \bar{I}_{(2-s)}}{2} = I_\gamma e^{j\gamma} \tag{8}$$

Cu $\bar{I}$ s-a notat un curent proporțional cu admitanța de dezechilibru γ:

$$\bar{I} = 3\bar{U}\bar{y} = \frac{3\bar{U}}{\bar{z}} = Ie^{j\psi} \tag{9}$$

Pe baza relațiilor (6), (7) și (9) se poate obține pentru o anumită variație a cuplului relația $\bar{z}=f(s)$, respectiv $\bar{I}=f(s)$, care însă nu stabilește univoc impedanța necesară.

În cazul folosirii unui amplificator magnetic ca impedanță de asimetrizare și admițînd că acesta reprezintă numai o reactanță $x=f(s)$, relația (7) devine:

$$C = C_{(s)} \frac{I^2 + 2II_{(2-s)} \sin\beta + I^2_{(2-s)} - \frac{C_{(2-s)}}{C_{(s)}} I^2_{(s)}}{I^2 + 4II_\gamma \sin\gamma + 4I^2_\gamma} \tag{10}$$

respectiv pentru $s=1$, cînd $\alpha=\beta=\gamma=\varphi$

$$C = C_{(1)} \frac{I^2 + 2II_{(1)} \sin\varphi}{I^2 + 4I_{(1)}^2 + 4\,II_{(1)} \sin\varphi} \tag{11}$$

unde φ reprezintă unghiul impedanței de scurtcircuit a motorului

3. CURENTUL DE COMANDĂ AL AMPLIFICATORULUI MAGNETIC ÎN FUNCȚIE DE ALUNECARE

Cunoscînd curba $z=f(s)$, respectiv $x=f(s)$, care trebuie realizată se poate deduce modul de variație a curentului de comandă a amplificatorului magnetic, $i_s=f(s)$, în vederea dimensionării circuitelor de reacție. În acest scop se indică să se utilizeze caracteristicile de magnetizare simultană a amplificatorului magnetic care sînt date în catalog, fig. 3.

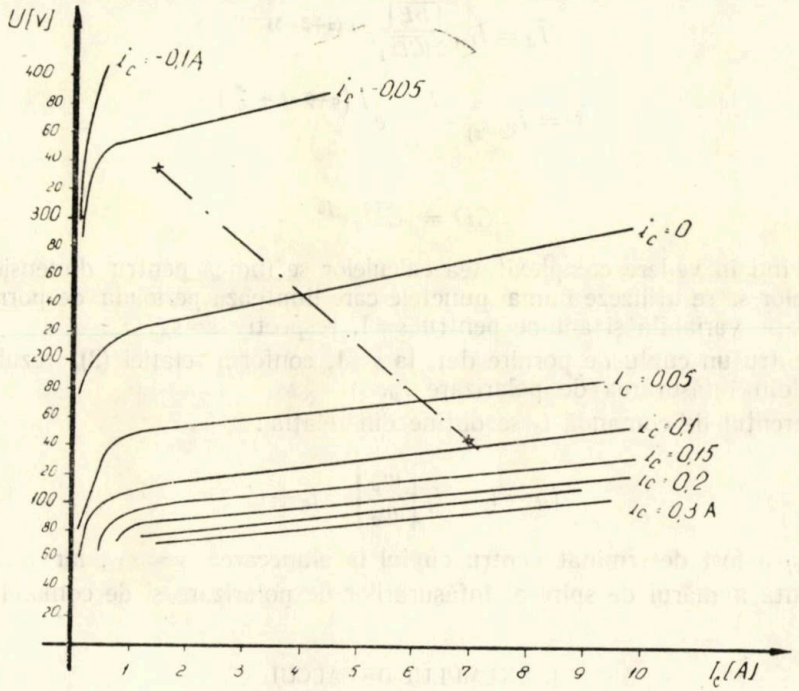


Fig. 3.

Pentru fiecare punct al curbei $x=f(s)$ se poate deduce curentul de pe faza motorului în care s-a produs asimetria și care este același curent care trece și prin amplificatorul magnetic.

Din produsul $I_C x$ rezultă tensiunea U pe amplificatorul magnetic. Cunoscînd perechea de valori U și I_C se obține curentul de comandă din fig. 3.

Curentul din faza C, fig. 1, se obține cu relația:

$$\bar{I}_C = \bar{I}_d a + \bar{I}_i a^2 \tag{12}$$

unde expresiile componentelor simetrice ale curenților sînt următoarele:

$$\bar{I}_d = \bar{U}\bar{Y}_d \frac{3\bar{y}+\bar{y}_i}{3\bar{y}+\bar{y}_d+\bar{y}_i}$$

$$\bar{I}_i = \bar{U}(1+a)\bar{Y}_i \frac{\bar{y}_d}{3\bar{y}+\bar{y}_d+\bar{y}_i} \tag{13}$$

respectiv utilizînd nltațiile din diagrama cercului, fig. 3

$$\bar{I}_d = I_{(s)} \frac{|\overline{BE}|}{2|\overline{CD}|} e^{j(\alpha+\beta-\delta)}$$

$$\bar{I}_i = I_{(2-s)} \frac{I_{(s)}}{2|\overline{CD}|} e^{j\left(\alpha+\beta-\delta+\frac{\pi}{3}\right)}$$

unde:

$$CD = |\overline{CD}|\, e^{j\delta}$$

Avînd în vedere complexitatea calculelor se indică pentru dimensionarea circuitelor să se utilizeze numai punctele care limitează perioada de pornire cu accelerație variabilă și anume pentru $s=1$, respectiv $s=s_A$.

Pentru un cuplu de pornire dat, la $s=1$, conform relației (2), rezultă curentul din înfășurarea de polarizare i_p.

Curentul de comandă i_c se obține din relația:

$$i_{ct} = i_c + i_p \left[\frac{w_p}{w_c}\right] = i_c + i'_p$$

unde i_{ct} a fost determinat pentru cuplul la alunecarea $s = s_A$, iar w_p și w_c reprezintă numărul de spire al înfășurărilor de polarizare și de comandă.

4. EXEMPLUL DE CALCUL

Pe baza relațiilor de calcul deduse analitic s-au făcut calculele pentru pornirea în gol a unui motor de macara tip M_2 42-6 de 5 kW, 1 000 rot/min și $\theta=0{,}1$ kgm² cu rezistența din rotor de $R=1\ \Omega$ și cu un factor de inerție $F_i=5{,}5$ determinat de momentul de inerție auxiliar la arborele motorului de $\theta=0{,}45$ kgm².

Curba cuplului $C=f(s)$ calculată conform relației (2) rezultă din tabelul 1. Pentru raportul $\frac{a}{k}$ s-a ales valoarea de 37,4 valabilă pentru cazurile practice ale mecanismelor de translație aparținînd mașinilor de ridicat de uz general și s-a admis ca perioada cu accelerație variabilă să fie limitată la 1,4 s.

Cuplul rezistent de frecări, măsurat anterior este de 3 Nm.

Tabelul 1

s	1,0	0,98	0,95	0,90	0,85	0,80	0,75
C [Nm]	3	8,82	12,23	16	18,98	21,4	23,6
t [s]	0	0,395	0,627	0,85	1,085	1,252	1,4

În aceste condiții cu relațiile (1) și (2) pentru $k=41,2$ rezultă curbele reprezentate în fig. 6, $C=f(t)$, $s=f(t)$.

S-au dedus cele două limite pentru reactanța amplificatorului magnetic, obținute cu relația (4), care să asigure cuplul motor necesar la alunecarea $s=1$, respectiv $s=0,75$.

Folosind elementele diagramei cercului din fig. 2, conform tabelului 2, cu relația (11) s-a obținut reactanța de asimetrizare $x=240\ \Omega$ la $s=1$, respectiv cu relația (10) $x=21,5\ \Omega$, la $s=0,75$.

Tabelul 2

s	C [Nm]	$\frac{C}{C_N}$	$\left(\frac{C}{C_N}\right)_s$	$\left(\frac{C}{C_N}\right)_{2-s}$	$\frac{C_{(2-s)}}{C_{(s)}}$	$I_{(s)}$ [A]	α	$I_{(2-s)}$ [A]	β	I_γ [A]	γ	$\overline{BE}$	$\overline{CD}$	I [A]	x [Ω]
1,0	3	0,058	1,18	1,18	1,0	16	33°	16	33°	16	33°	$17,5e^{j42°}$	$17e^{j38°}$	2,75	240
0,75	23,6	0,46	0,88	1,48	1,67	13,2	40°	18,7	30°	16	33°	$44e^{j69°}$	$28e^{j62°}$	30,7	21,5

Pentru valorile reactanțelor calculate se alege amplificatorul magnetic AMSU-5a pentru 380 V și 3900 VA.

Curentul prin faza C presupune cunoașterea componentelor simetrice ale acestuia. Cu ajutorul relațiilor (13) se obțin:

la $s=1$

$$\bar{I}_{1d}=8,23e^{j37°};\qquad \bar{I}_{1i}=7,53e^{j88°}$$

la $s=0,75$

$$\bar{I}_{1d}=10,4e^{j47°};\qquad \bar{I}_{1i}=4,42e^{j68°}$$

În urma compunerii fazorilor curenților conform relației (12) în fig. 4, rezultă curenții prin faza C egali cu $I_C=1{,}4$ A la $s=1$, respectiv $I_C=6{,}9$ A la $s=0{,}75$.

Se calculează tensiunea pe amplificatorul magnetic: $U_{s=1}=335$ V și $U_{s=0{,}75}=147$ V.

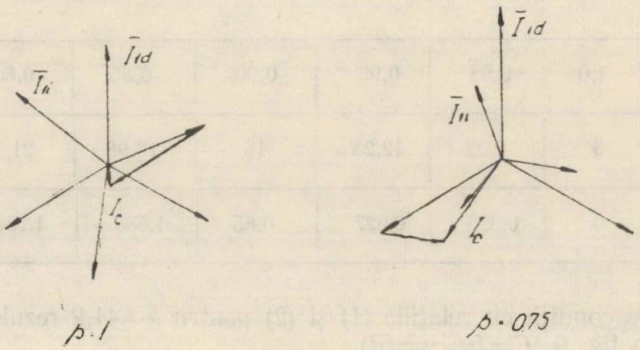


Fig. 4.

Din fig. 3 pentru perechile de valori: tensiune-curent se obține curentul de comandă $i_{ct_1}=-0{,}045$ A la $s=1$ și $i_{ct_{0,75}}=0{,}075$ A la $s=0{,}75$.

Curentul de polarizare se obține:

$$i_p=i_{ct_1}\left[\frac{w_c}{w_p}\right]=-0{,}045\times 3=-0{,}135\text{ A}$$

Curentul din înfășurarea de comandă la sfîrșitul perioadei cu accelerație variabilă rezultă:

$$i_c=i_{ct_{0,75}}-i'_p=0{,}120\text{ A}$$

5. ÎNCERCĂRI EXPERIMENTALE

Încercările experimentale s-au executat pe stand în laborator pe baza schemei din fig. 1.

În timpul perioadei de pornire cu accelerație variabilă s-au oscilografiat curentul de comandă, viteza și cuplul dezvoltat de motor, după cum rezultă în fig. 5.

Pentru înregistrarea cuplului s-a folosit o cuplă torsiodinamometrică. În fig. 6 s-au reprezentat comparativ curbele oscilografiate din fig. 5, notate cu „b“ și curbele, calculate, notate cu „a“.

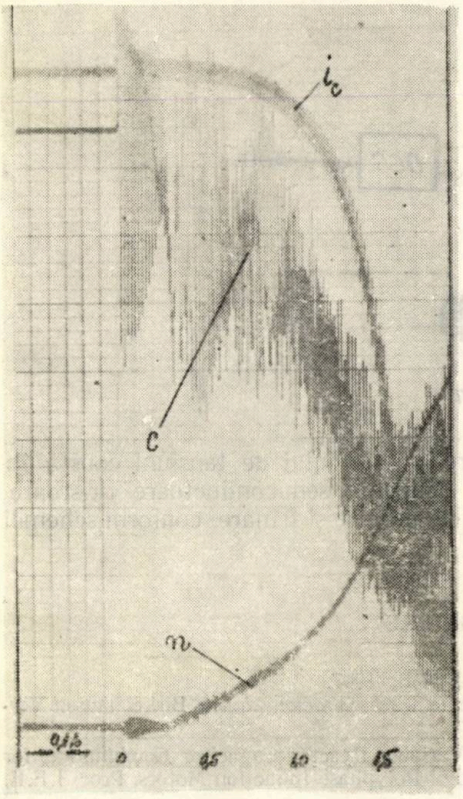


Fig. 5.

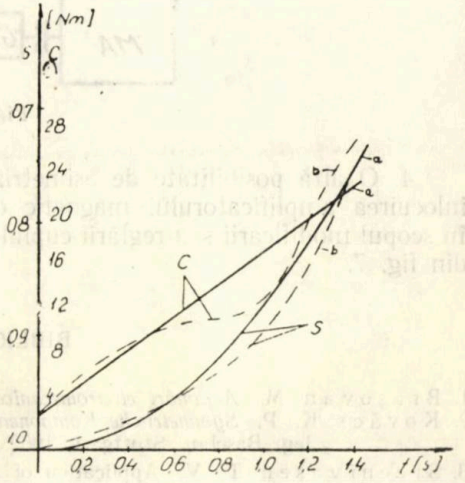


Fig. 6.

6. CONCLUZII

1. Metoda analitică de calcul a cuplului dezvoltat de motor și a stabilirii modului în care trebuie să varieze curentul de comandă pentru a asigura cuplul necesar, dă satisfacție suficientă pentru calculele de proiectare.

2. Admițînd o proporționalitate între tensiunea generatorului tahometric și curentul de comandă al amplificatorului magnetic, respectiv o variație liniară a lui i cu n, eroarea vitezei obținută față de curba ideală calculată se încadrează în limite admisibile în practică (<3% din viteza sincronă).

3. Metoda studiată de reglare a cuplului, utilizată la mecanismele de translație avînd un cuplu rezistent reactiv, este simplă și poate fi aplicată și pentru frînarea în contracurent la oprire.

Pornirea lină pentru micșorarea cuplului de pornire în cazul asimetrizării sistemului de tensiuni, folosind impedanțe liniare constante (rezistențe, inductivități), fără posibilitate de reglare este cunoscută în literatură [2,4].

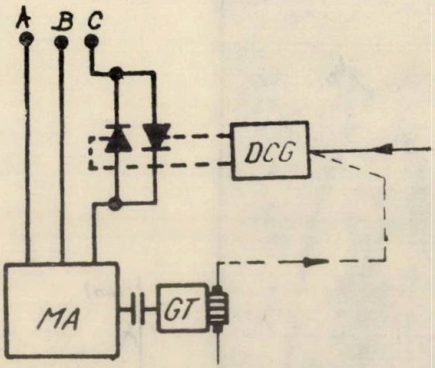


Fig. 7.

4. O altă posibilitate de asimetrizare a sistemului de tensiuni constă în înlocuirea amplificatorului magnetic cu elemente semiconductoare tiristoare în scopul modificării sau reglării cuplului de pornire și frînare, conform schemei din fig. 7.

BIBLIOGRAFIE

1. Braşovan M. *Acţionări electromecanice*, EDPB, 1967.
2. Kovàcs K. P. *Symmetrische Komponenten in Wechselstrommaschinen*, Birkenhausen Verlag, Basel u. Stuttgart, 1962.
3. Sreenivasen T. V. Application of a Variable Reactor Capacitor Combination for Reversing and Controlling the Speed of Polyphase Induction Motors. Proc. I.E.E, 1958, nr. 23, vol. 105, p. 522.
4. Kussy W. *Elektrische Antriebe von Hebezeugen und Transpontanlagen*, Technischer Verlag H. Kram Berlin, 1959.

BEITRAG ZU DEM STUDIUM DES SANFTEN ANLASSENS DER TRIEBWERKE MIT ASYNCHRONMOTOR DURCH DIE METHODE DER ASYMMETRISIERUNG MIT MAGNETVERSTÄRKER

ZUSAMMENFASSUNG

In der Arbeit wird die Möglichkeit des sanften Anlassens eines Asynchronmotors, durch Speisespannungsasymmetrisierung mit einem, zwischen einer Klemme des Motors und Netz, eingeschalteten Magnetverstärker, studiert.

Weiterhin werden Hinweisungen zum Entwurf des elektrischen Schaltplanes gegeben.

---

* Die Arbeit wurde unter der wissenschaftlichen Leitung des Prof. Emerit Dr. Ing. Braşovan Mihai ausgeführt.

ДОПОЛНЕНИЯ К РАЗРАБОТКЕ ПЛАВНОГО ПУСКА МЕХАНИЗМОВ ПРИВОДИМЫХ В ДЕЙСТВИЕ АСИНХРОННЫМ ДВИГАТНЛЕМ ИСПОЛЬЗУЯ РЕШЕНИЕ АСИМЕТРИЗАЦИИ МАГНИТНЫМ УСИЛИТЕЛЕМ

РЕЗЮМЕ

В работе исследутся возможность достижения плавного пуска асинхронного двигателя, асимметризацией магнитным усилителем включенным на одну фазу.

Следуют указания относительно проектирования схемы электрического привода.

INFLUENȚA MATERIALULUI COLIVIEI DE AMORTIZARE LA FUNCȚIONAREA ÎN ASINCRON A UNUI MOTOR SINCRON, CONSIDERÎND ÎNFĂȘURAREA DE EXCITAȚIE SCURTCIRCUITATĂ

DE

V. HEȘCA

1. INTRODUCERE

Întrucît motorul sincron, prevăzut cu colivie de amortizare atunci cînd se pornește în asincron, poate funcționa în regim asincron din anumite motive ivite în exploatare, funcționarea în acest regim merită să fie studiată.

Aceasta se recomandă cu atît mai mult cu cît se cunoaște o schemă echivalentă a motorului sincron în regim asincron și cînd se poate face uz de calculatoare electronice.

În lucrarea de față autorul își propune să analizeze variația curenților în cazul funcționării unui motor sincron în regim asincron, considerînd înfășurarea de excitație scurtcircuitată, pentru diferite materiale utilizate în construcția coliviilor de amortizare.

2. TRATAREA PROBLEMEI

Studiul are la bază schema echivalentă a mașinii sincrone în regim asincron [1], reprezentată în fig. 1 și se efectuează în următoarele ipoteze:

– se consideră regim sinusoidal;

– mașina funcționează stabil la toate alunecările cuprinse în domeniul de funcționare;

– se neglijează efectul pelicular;

– se neglijează fenomenul de saturație.

Semnificația indicilor din schemă este următoarea:

1 – indicele componentei longitudinale a curentului statoric;

1' – indicile componentei transversale a curentului statoric;

E – indicile mărimilor din circuitul de excitație;

Buletinul științific și tehnic al Inst. politehnic Timișoara, Seria Electrotehnica, Tom 15 (30). Fasc. 2/1971.P ag. 73—83.

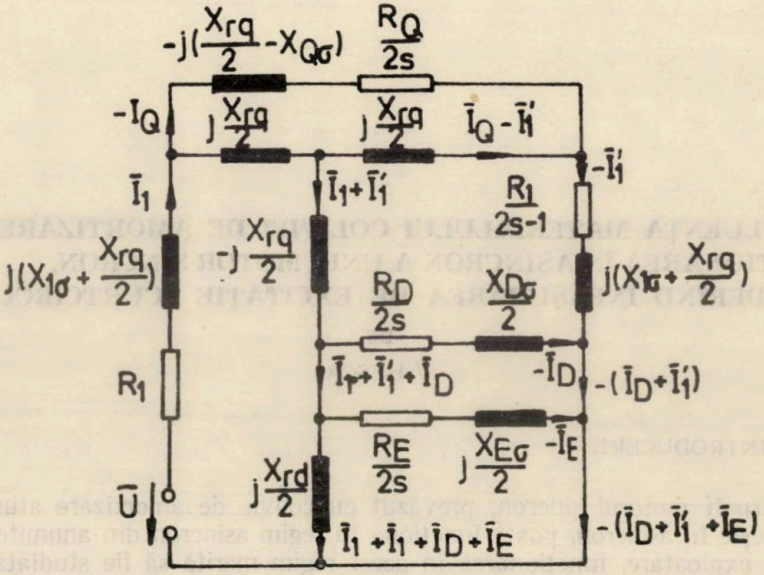


Fig. 1. Schema echivalentă a motorului sincron în regim asincron.

D şi Q – indici pentru mărimile din circuitul coliviei de amortizare după cele două axe;

rd şi *rq* – indici pentru reacţia longitudinală şi transversală a indusului;

σ – indice pentru mărimile de dispersie.

Prin aplicarea legilor lui Kirchhoff, pentru diferite circuite din schemă, se ajunge la următorul sistem de ecuaţii algebrice liniare:

$$\left.\begin{aligned}
&(\bar{Z}_1+j\frac{X_{rd}+X_{rq}}{2})\,\bar{I}_1+j\frac{X_{rd}-X_{rq}}{2}\bar{I}_1'+j\frac{X_{rd}}{2}\bar{I}_D+j\frac{X_{rd}}{2}\bar{I}_E+j\frac{X_{rd}}{2}\bar{I}_Q=\bar{U}\\
&j\frac{X_{rd}-X_{rq}}{2}\bar{I}_1+(\bar{Z}_1'+j\frac{X_{rd}+X_{rq}}{2})\,\bar{I}_1'+j\frac{X_{rd}}{2}\bar{I}_D+j\frac{X_{rd}}{2}\bar{I}_E-j\frac{X_{rq}}{2}\bar{I}_Q=0\\
&j\frac{X_{rd}}{2}\bar{I}_1+j\frac{X_{rd}}{2}\bar{I}_1'+(\frac{\bar{Z}_D}{2}+j\frac{X_{rd}}{2})\,\bar{I}_D+j\frac{X_{rd}}{2}\bar{I}_E=0\\
&j\frac{X_{rd}}{2}\bar{I}_1+j\frac{X_{rd}}{2}\bar{I}_1'+j\frac{X_{rd}}{2}\bar{I}_D+(\frac{\bar{Z}_E}{2}+j\frac{X_{rd}}{2})\,\bar{I}_E=0\\
&j\frac{X_{rd}}{2}\bar{I}_1-j\frac{X_{rq}}{2}\bar{I}_1'+(\frac{\bar{Z}_Q}{2}+j\frac{X_{rd}}{2})\,\bar{I}_Q=0
\end{aligned}\right\}\quad(1)$$

în care:

$$\bar{Z}_1 = R_1 + jX_{1\sigma}$$

$$\bar{Z}'_1 = \frac{R_1}{2s-1} + jX_{1\sigma} \qquad \frac{\bar{Z}_E}{2} = \frac{R_E}{2s} + j\frac{X_{E\sigma}}{2}$$

$$\frac{\bar{Z}_D}{2} = \frac{R_D}{2s} + j\frac{X_{D\sigma}}{2} \qquad \frac{\bar{Z}_Q}{2} = \frac{R_Q}{2s} + jX_{Q\sigma}$$

Ecuațiile obținute evidențează mersul în asincron al motorului sincron. Necunoscutele sînt tocmai curenții: $\bar{I}_1$, $\bar{I}'_1$, $\bar{I}_E$, $\bar{I}_D$ și $\bar{I}_Q$ care pot fi exprimați sub forma:

$$\begin{aligned} \bar{I}_1 &= x_1 + jx_2 \\ \bar{I}'_1 &= x_3 + jx_4 \quad ; \quad \bar{I}_E = x_7 + jx_8 \\ \bar{I}_D &= x_5 + jx_6 \qquad \bar{I}_Q = x_9 + jx_{10} \end{aligned} \tag{2}$$

Cu ajutorul celor zece ecuații ce vor rezulta, se poate determina variația fiecărui curent în planul complex.

Spre exemplificare, s-a propus analizarea unui motor sincron cu următoarele date:

$P_N = 100$ kW

$U_N = 380/220$ V

$I_N = 170$ A ; $U_{EN} = 24$ V

$f = 50$ Hz $I_{EN} = 130$ A

$n_N = 300$ rot/min.

$R_1 = 0{,}0453\ \Omega$ $X_{1\sigma} = 0{,}1679\ \Omega$ $X_{rd} = 1{,}1628\ \Omega$

$R'_D = 0{,}48\ \Omega$; $X_{D\sigma} = 0{,}512\ \Omega$; $X_{rd} = 0{,}6589\ \Omega$

$R'_Q = 0{,}36\ \Omega$ $X_{Q\sigma} = 0{,}384\ \Omega$ $Z_N = 1{,}292\ \Omega$

$R'_E = 0{,}0199\ \Omega$ $X_{E\sigma} = 0{,}826\ \Omega$

Studiul se efectuează în ipoteza că parametrii mașinii rămîn constanți tot timpul funcționării.

$$
(3)\quad
\begin{cases}
0{,}0453\,x_1 - 1{,}07875\,x_2 + 0 - 0{,}25195\,x_4 + 0 - 0{,}5814\,x_6 + 0 - 0{,}5814\,x_8 + 0 - 0{,}32945\,x_{10} = 220 \\
1{,}0787\,x_1 + 0{,}0453\,x_2 + 0{,}25195\,x_3 + 0 + 0{,}5814\,x_5 + 0 + 0{,}5814\,x_7 + 0 + 0{,}32945\,x_9 + 0 = 0 \\
0 - 0{,}25195\,x_2 + \frac{0{,}0453}{2s-1}\,x_3 - 1{,}07875\,x_4 + 0 - 0{,}5814\,x_6 + 0 - 0{,}5814\,x_8 + 0 + 0{,}32945\,x_{10} = 0 \\
0{,}25195\,x_1 + 0 + 1{,}07875\,x_3 + \frac{0{,}0453}{2s-1}\,x_4 + 0{,}5814\,x_5 + 0 + 0{,}5814\,x_7 + 0 - 0{,}32945\,x_9 + 0 = 0 \\
0 - 0{,}5814\,x_2 + 0 - 0{,}5814\,x_4 + \frac{0{,}48}{2s}\,x_5 - 0{,}8374\,x_6 + 0 - 0{,}5814\,x_8 + 0 + 0 = 0 \\
0{,}5814\,x_1 + 0 + 0{,}5814\,x_3 + 0 + 0{,}8374\,x_5 + \frac{0{,}48}{2s}\,x_6 + 0{,}5814\,x_7 + 0 + 0 + 0 = 0 \\
0 - 0{,}5814\,x_2 + 0 - 0{,}5814\,x_4 + 0 - 0{,}5814\,x_6 + \frac{0{,}0199}{2s}\,x_7 - 0{,}9944\,x_8 + 0 + 0 = 0 \\
0{,}5814\,x_1 + 0 + 0{,}5815\,x_3 + 0 + 0{,}5814\,x_5 + 0 + 0{,}9944\,x_7 + \frac{0{,}0199}{2s}\,x_8 + 0 + 0 = 0 \\
0 - 0{,}32945\,x_2 + 0 + 0{,}32945\,x_4 + 0 + 0 + 0 + 0 + 0 + \frac{0{,}36}{2s}\,x_9 - 0{,}71345\,x_{10} = 0 \\
0{,}32945\,x_1 + 0 - 0{,}32945\,x_3 + 0 + 0 + 0 + 0 + 0 + 0 + 0{,}71345\,x_9 + \frac{0{,}36}{2s}\,x_{10} = 0
\end{cases}
$$

Înlocuind datele mașinii considerate, în sistemul de ecuații (1) și ținînd cont de (2), rezultă la pag. 204 :

Sistemul de ecuații (3) este scris pentru cazul cînd colivia de amortizare este din cupru.

Pentru celelalte două cazuri, cînd colivia este din aluminiu, respectiv alamă, sistemul de ecuații rezultă, simplu, prin înlocuirea parametrilor coliviei respective, determinați corespunzător [2] după cum urmează :

Parametrul	Valoarea	Materialul
R'_D	0,744 Ω	Aluminiu
R'_Q	0,558 Ω	
R'_D	2,063Ω	Alamă
R'_Q	1,547Ω	

Sistemul de ecuații astfel obținut, s-a rezolvat cu ajutorul unui calculator numeric, pentru fiecare valoare atribuită alunecării *s*, corespunzătoare regimului de motor al mașinii sincrone.

În fig. 2, 3, 4, 5 și 6 sînt trasate prin puncte, în planul complex, variațiile curenților în funcție de alunecare în perioada pornirii motorului sincron studiat, pentru cele trei feluri de colivii de amortizare folosite. În scopul unei examinări operative a acestor curbe s-au utilizat următoarele moduri de reprezentare :

Materialul coliviei	Cupru	Aluminiu	Alamă
Reprezentarea folosită	x . . . x . . . x	●—●—●	o—o—o

În fig. 7, 8, 9, 10 și 11 sînt trasate aceleași curbe, dar în sistemul de coordonate rectangulare, mai frecvent utilizat.

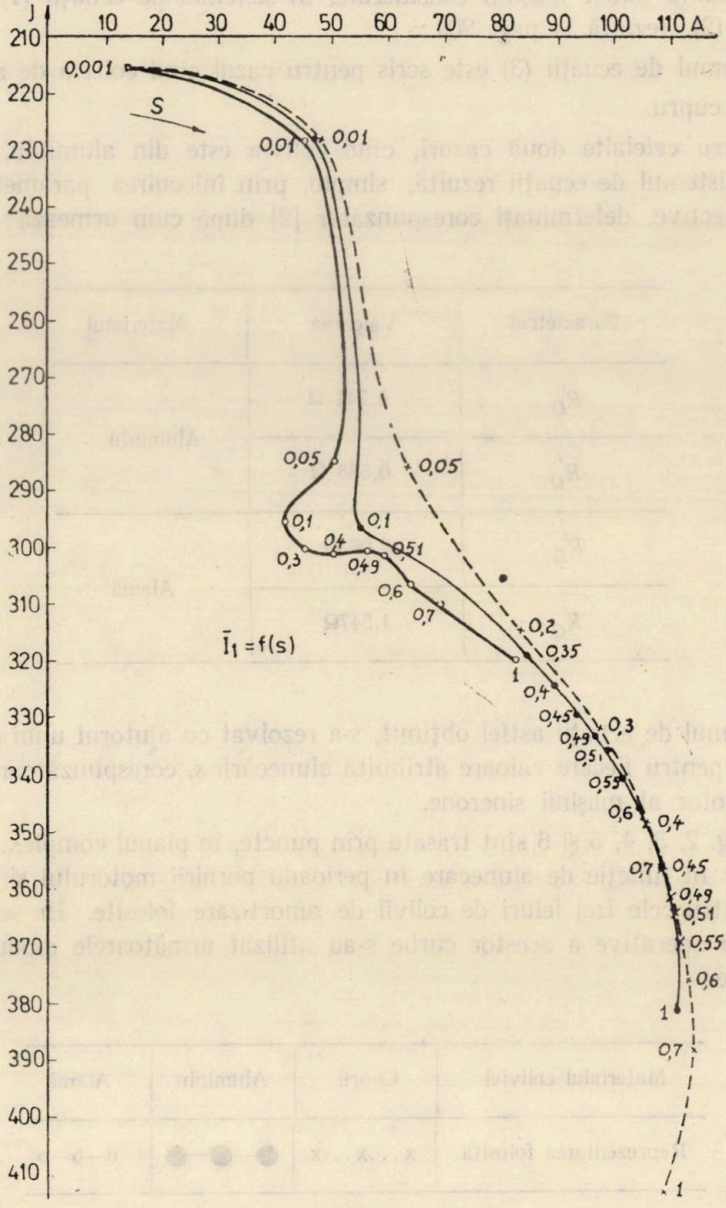

J
10 20 30 40 50 60 70 80 90 100 110 A
210 220 230 240 250 260 270 280 290 300 310 320 330 340 350 360 370 380 390 400 410
S
$\bar{I}_1 = f(s)$
0,001
0,01
0,05
0,1
0,4
0,51
0,3
0,49
0,6
0,7
0,2
0,35
1
0,45
0,55

Fig. 2.

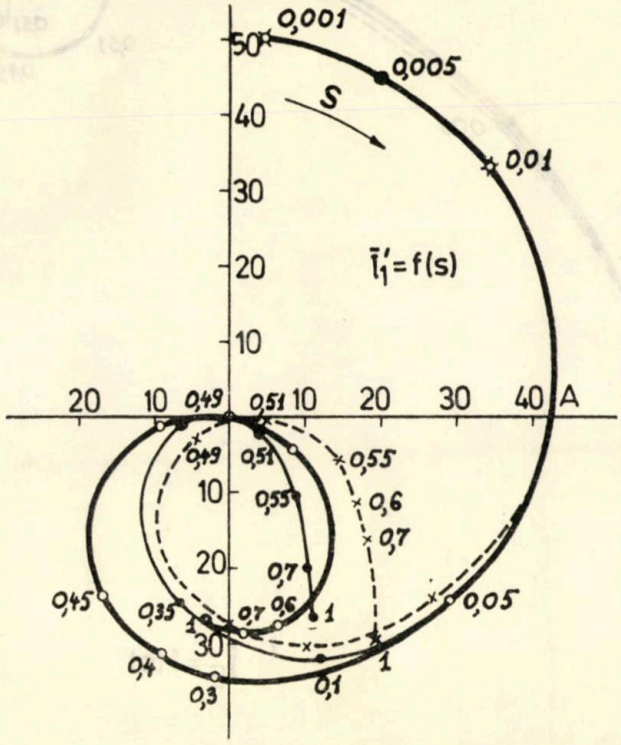


Fig. 3.

3. CONCLUZII

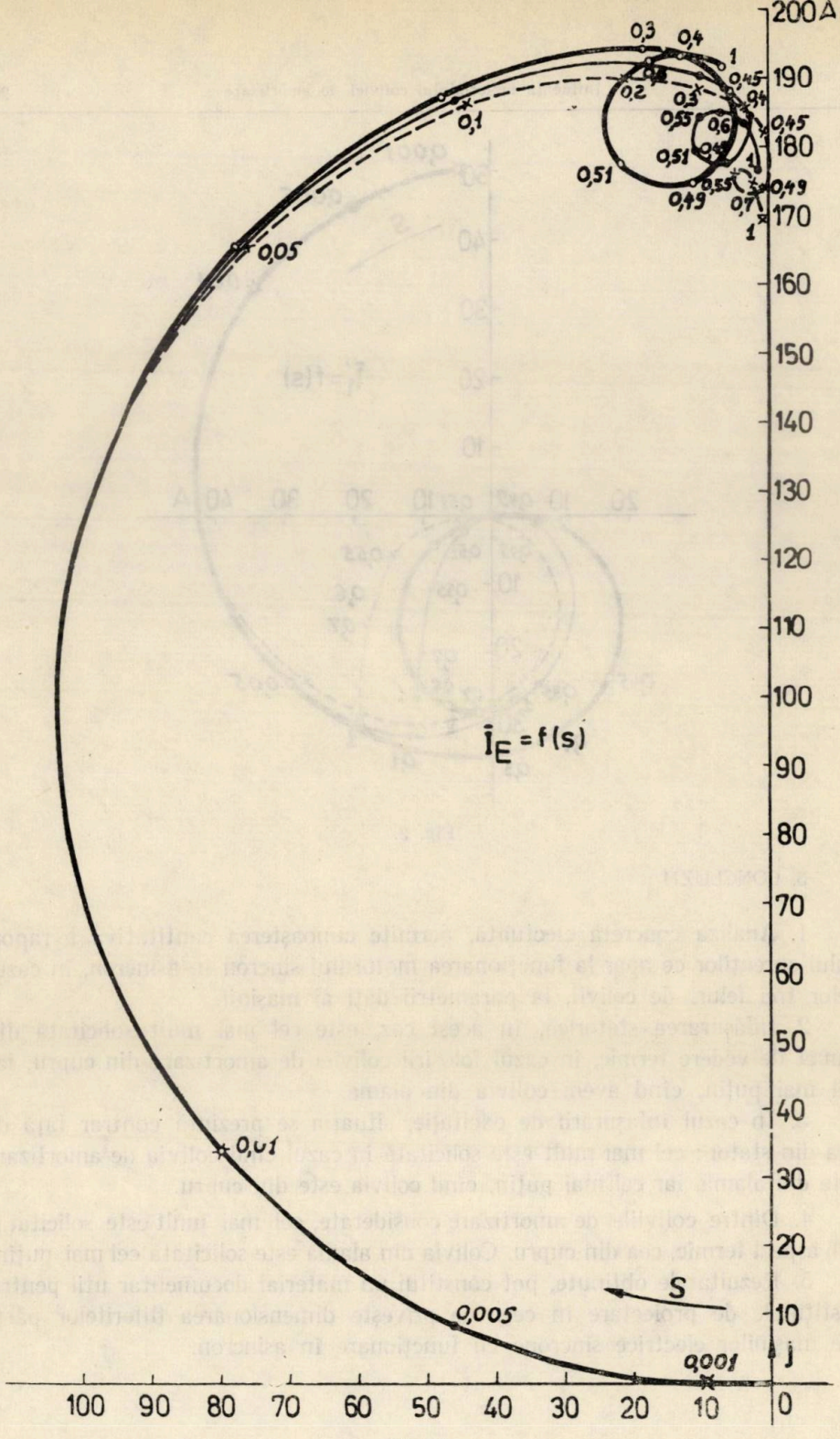
1. Analiza concretă efectuată, permite cunoașterea cantitativă a raportului curenților ce apar la funcționarea motorului sincron în asincron, în cazul celor trei feluri de colivii, la parametrii dați ai mașinii.

2. Înfășurarea statorică, în acest caz, este cel mai mult solicitată din punct de vedere termic, în cazul folosirii coliviei de amortizare din cupru, iar cel mai puțin, cînd avem colivia din alamă.

3. În cazul înfășurării de excitație, situația se prezintă contrar față de cea din stator ; cel mai mult este solicitată în cazul cînd colivia de amortizare este din alamă, iar cel mai puțin, cînd colivia este din cupru.

4. Dintre coliviile de amortizare considerate, cel mai mult este solicitată, sub aspect termic, cea din cupru. Colivia din alamă este solicitată cel mai puțin.

5. Rezultatele obținute, pot constitui un material documentar util pentru institutele de proiectare în ceea ce privește dimensionarea diferitelor părți ale mașinilor electrice sincrone cu funcționare în asincron.



200 A
190
180
170
160
150
140
130
120
110
100
90
80
70
60
50
40
30
20
10
0
100
90
80
70
60
50
40
30
20
10
j
$\bar{I}_E = f(s)$
S
0,3
0,4
1
0,45
0,2
0,3
0,55
0,6
0,45
0,51
0,51
0,49
0,55
0,49
0,7
1
0,1
0,05
0,01
0,005
0,001

Fig. 4.

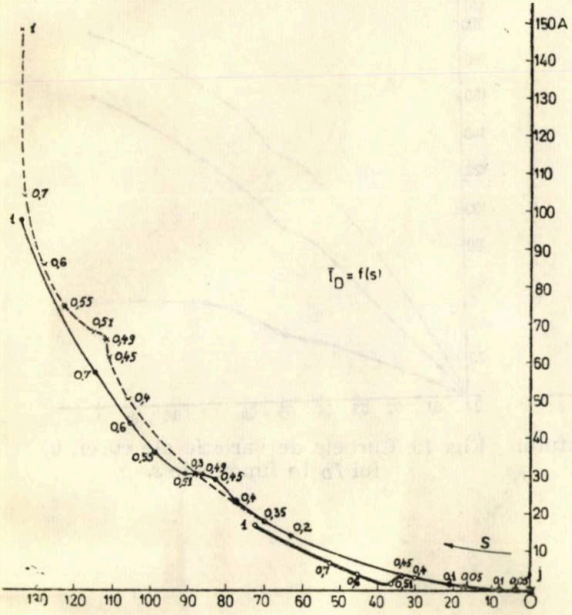


Fig. 5.

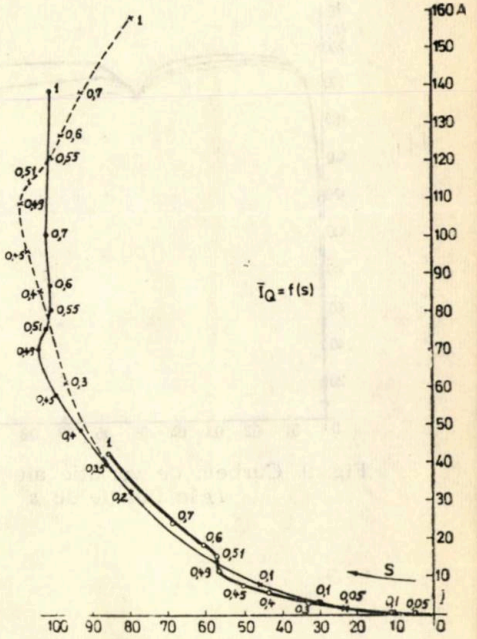


Fig. 6.

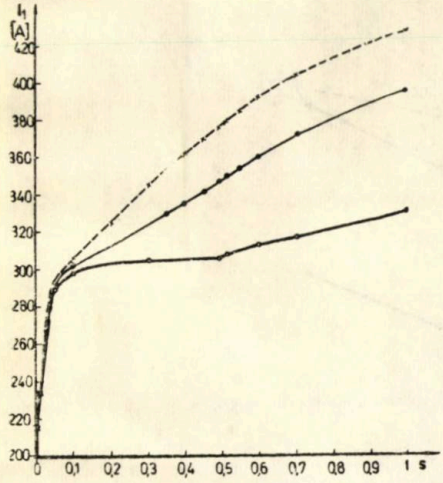


Fig. 7

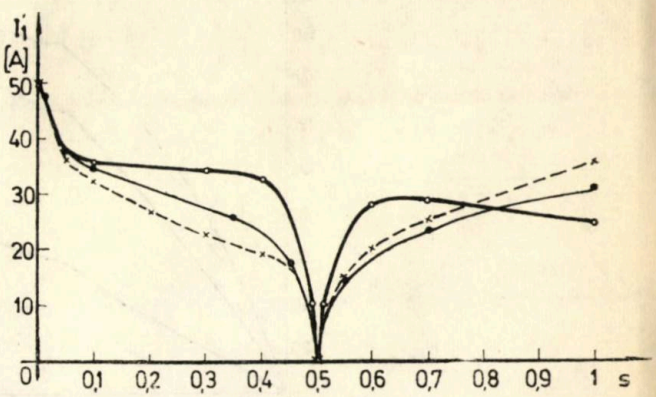


Fig. 8

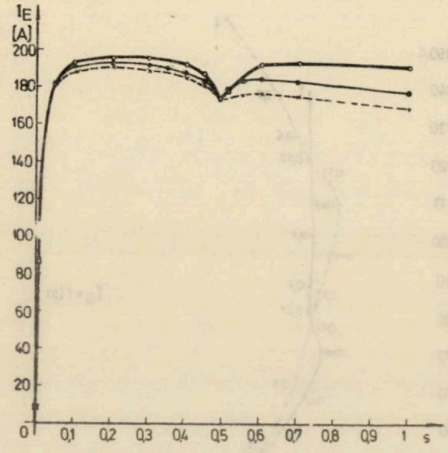


Fig. 9. Curbele de variaţie ale curentului I_E în funcţie de s.

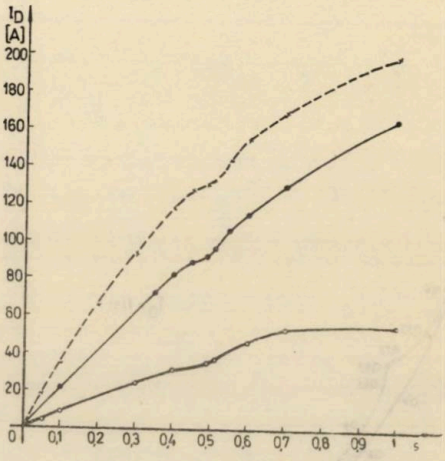


Fig. 10. Curbele de variaţie ale curentului I_D în funcţie de s.

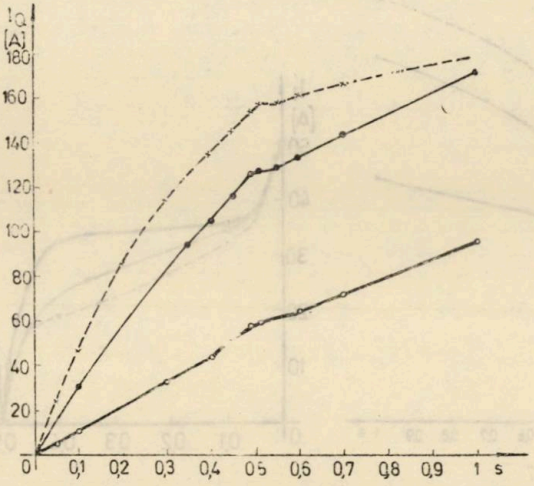


Fig. 11. Curbele de variaţie ale curentului I_Q în funcţie de s.

BIBLIOGRAFIE

[1]. Gemus, J., Hamata, V. Univerzàlni model synchronniho stroje. In: Elektrotechniky Obzor. Praga, Cehoslovacia, nr. 48 (7), 1959, p. 353.

[2]. Postnikov, M. I. *Proiectarea mașinilor electrice*, Kiev, URSS, Editura energetică de stat, 1952.

ВОЗДЕЙСТВИЕ МАТЕРИАЛА БЕЛИЧЬЕГО КОЛЕСА ЗАТУХАНИЯ НА РАБОТУ СИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ В АСИНХРОННОМ РЕЖИМЕ, СЧИТАЯ ОБМОТКУ ВОЗБУЖДЕНИЯ КОРОТКОЗАМКНУТОЙ

РЕЗЮМЕ

В работе исследуется, на основе эквивалентной схемы, изменение токов в зависимости от скольжения, при работе синхронного двигателя в асинхронном режиме, считая обмотку возбуждения короткозамкнутой, для различных видов беличьих колес затухания. Учитываются беличьи колеса засухания, изготовленные из следующих неферромагнитных обыкновенных материалов: медь, алюминий и латунь.

Исследование проводится при допущении что параметры машины остаются неизменными в течении всего времени работы.

Расчёты проводились при помощи вычислительной машины.

DER EINFLUSS DES DÄMPERKÄFIGSTOFFES BEIM ASYNCHRONEN BETRIEB MIT KURGZESCHLOSSENER ERREGERWICKLUNG EINES SYNCHRONMOTORS

ZUSAMMENFASSUNG

Gestützt auf ein Ersatzschema, wird in der Arbeit die Beziehung zwischen den Strömen und dem Schlupf beim asynchronen Betrieb mit kurzgeschlossener Erregerwicklung eines Synchronmotors, für verschiedene Dämpferkäfige, untersucht. Es werden Dämpferkäfige aus folgenden gebräuchlichen nichtmagnetischen Stoffen in Betracht gezogen: Kupfer, Aluminium und Messing.

Die Untersuchung wird mit der Annahme der Voraussetzung, dass die Parameter der Maschine unverändert bleiben, durchgeführt.

Die Rechnungen wurden auf einem Ziffernrechner progammiert.

ALGEBRA BOOLEANĂ CA INSTRUMENT MATEMATIC ÎN MANIFESTAREA FENOMENULUI

(PARTEA a II-a)

DE

P. ANDRONESCU

Ca o contribuţie la întocmirea arhivei pentru principiile şi legile naturii [3]

4. CONTRIBUŢIA ALGEBREI BOOLEENE LA FUNCŢIONAREA CALCULATORULUI ELECTRONIC CIFRIC.

În cele ce urmează se prezintă modelarea elementelor A, B, C ale algebrei booleene cînd ele capătă valori limită de 0 booleean şi 1 booleean prin valorile discrete, date potenţialelor electrocinetice.

Conectăm la bornele unei baterii de acumulatori o rezistenţă electrică. Borna negativă a bateriei e pusă la pămînt.

Cu ajutorul unui cursor se găseşte potenţialul electrocinetic egal cu unitatea (1^V). Se va modela 0 booleean cu potenţialul electrocinetic 0^V şi 1 booleean cu potenţialul electrocinetic 1^V.

Dat fiindcă dispozitivul „*şi*" respectiv „*sau*" la modelarea experimentală a operaţiilor de intersecţie şi de reunire, conţin diode, se constată că dioda din dispozitivul „*sau*" devine puţin sensibilă, cînd potenţialul la bara metalică este puţin mai ridicat ($0{,}2^V$) ca potenţialul pămîntului de 0^V

Ca urmare, practic se va lua elementul de 2^V cu negativul pus la pămînt, pentru a modela cifra 0 booleean şi bateria cu 4 elemente de 8 volt cu negativul pus la pămînt, pentru a mldela cifra booleeană 1.

Dat fiindcă s-a văzut, spre exemplu, în cazul a trei elemente *A*, *B*, *C* existenţa a 8 *grupări iniţiale* care se pot forma, e firesc că trebuie să stabilim *o legătură spre exemplu între o grupare iniţială şi ansamblul de funcţii booleene fie cu cîte o negaţie sau cu cîte două negaţii sau cu cîte 3 negaţii, aşa cum se reprezintă prin asamblările formate în fig.* 9.

Buletinul ştiinţific şi tehnic al Inst. politehnic Timişoara, Seria Electrotehnica, Tom. 15 (30). Fasc. 2/1971. Pag. 85—104.

$$\begin{vmatrix} C & \bar{C} & C & C \\ B & B & \bar{B} & B \\ A & A & A & \bar{A} \end{vmatrix} \quad \begin{vmatrix} C & C & \bar{C} & \bar{C} \\ B & \bar{B} & B & \bar{B} \\ A & \bar{A} & \bar{A} & A \end{vmatrix} \quad \begin{vmatrix} C & \bar{C} \\ B & \bar{B} \\ A & \bar{A} \end{vmatrix}$$

$$\begin{vmatrix} C & \bar{C} & C & C \\ B & B & \bar{B} & B \\ A & A & A & \bar{A} \end{vmatrix} + \begin{vmatrix} C & C & \bar{C} & \bar{C} \\ B & \bar{B} & B & \bar{B} \\ A & \bar{A} & \bar{A} & A \end{vmatrix} + \begin{vmatrix} C & \bar{C} \\ B & \bar{B} \\ A & \bar{A} \end{vmatrix} = 1$$

$$BC + AB\bar{C} + A\bar{B}c + \bar{A}BC + \cdots\cdots$$

Fig. 9

Spre exemplu: prima asamblare, se reprezintă desfășurată într-o reunire de funcții booleeene de tipul *p*.

În fig. 10 se arată, cum se obține experimental la fiecare dispozitiv „*și*" la bara metalică, care pune anozii celor 3 diode îh paralel, *efectuarea automată a operației de intersecție.*

Fiecare dispozitiv „*și*" din fig. 10 se alimentează de la bateria de acumulatori de 15^V.

În momentul conectării bateriei de 15^V, se va forma cîte un curent electric numai în acele circuite cu diode, unde apare cea mai mare diferență de potențial din cele două existente $15^V - 2^V$ și $15^V - 8^V$.

Ca urmare în primul dispozitiv „*și*" se formează cîte un curent electric în circuitele cu potențialeș electrocinetice: $A = 2^V$ și $B = 2^V$.

Prin formarea curentului electric, apare cîte o cădere chimică pe fiecare diodă, practic independentă de curentul electric, de cca. 0,2 −0,3 .

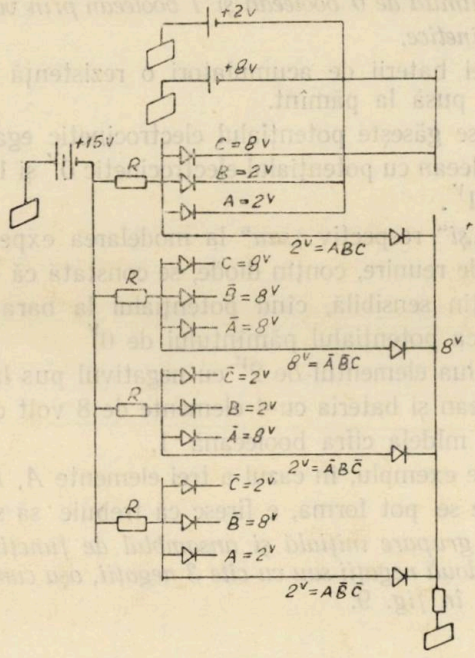


Fig. 10

Dispozitivul „și" respectiv „sau" la efectuarea operației de intersecție și reunire

Fig. 10.

În felul acesta la bara metalică care conectează cei trei anozi ai diodelor în paralel, se obține potențialul de 2,2 V iar întreaga cădere de tensiune va avea loc în rezistența electrică *R*. Bara metalică obținînd potențialul practic de 2 V, acest potențial modelează cifra 0, care corespunde la operația de intersecție a celor 3 cifre booleene în forma: $0 \cdot 0 \cdot 1 = 0$.

Primul circuit electric din primul dispozitiv „*și*" rămîne fără curent electric, pentru că la anodul diodei se găsește un potențial electrocinetic de 2 V mai mic ca potențialul de $=8^V$ de la catodul diodei.

S-a considerat cazul, cînd gruparea inițială se reprezintă prin:

$$\left|\begin{matrix}1\\0\\0\end{matrix}\right| \quad \text{adică} \quad \left|\begin{matrix}8^V\\2^V\\2^V\end{matrix}\right|$$

iar *asamblarea modelată conține cîte două negații.*

Pentru cele trei posibilități de reprezentare a *grupării inițiale* în formele:

$$\left|\begin{matrix}1\\0\\0\end{matrix}\right| \quad \left|\begin{matrix}0\\1\\0\end{matrix}\right| \quad \left|\begin{matrix}0\\0\\1\end{matrix}\right|$$

care pot să apară, spre exemplu, la primul dispozitiv „*și*" din fig. 10, se formează la *prima grupare inițială de la primul dispozitiv „și" în al doilea dispozitiv „și" o grupare principală în* forma:

$$\left|\begin{matrix}1\\1\\1\end{matrix}\right| \quad \text{adică} \quad \left|\begin{matrix}8^V\\8^V\\8^V\end{matrix}\right|$$

prin care se realizează funcția booleeană canonică $P_1 = \overline{A} \cdot \overline{B} \cdot C = 1$

În mod analog se constată că dacă *gruparea inițială* de la primul dispozitiv „*și*" ar fi fost:

$$\left|\begin{matrix}0\\1\\0\end{matrix}\right|$$

s-ar forma o grupare principală

$$\begin{vmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{vmatrix} \quad \text{adică} \quad \begin{vmatrix} 8^V \\ 8^V \\ 8^V \end{vmatrix}$$

în al treilea dispozitiv „*şi*" prin care se evidenţează funcţia booleeană canonică $p_2 = \overline{A} \cdot \overline{B} \cdot \overline{C} = 1$

În fine, dacă gruparea iniţială de la primul dispozitiv „*şi*" ar fi fost în forma :

$$\begin{vmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{vmatrix}$$

ar fi apărut o *grupare principală*,

$$\begin{vmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{vmatrix} \quad \text{adică} \quad \begin{vmatrix} 8^V \\ 8^V \\ 8^V \end{vmatrix}$$

în al patrulea dispozitiv „*şi*" prin care se realizează funcţia booleeană canonică $P_t = A \cdot \overline{B} \cdot \overline{C} = 1$

După cum se vede, cînd gruparea iniţială conţine doi de sero şi asamblarea e formată cu cîte două negaţii, atunci unul din dispozitivele „şi" 2, 3 şi 4 va obţine o grupare principală : $\begin{vmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{vmatrix}$ *prin care se evidenţează o funcţie booleeană canonică* $P = 1$.

În exemplul luat, se obţine la cele 4 bare metalice, de la cele 4 dispozitive „*şi*" potenţialele electrocinetice 2^V, 8^V, 2^V, 2^V. Dispozitivul „*sau*" e alimentat cu potenţialele de la cele 4 bare metalice : catozii diodelor sînt conectaţi în paralel.

E firesc ca curentul electric să se formeze în acel circuit, unde diferenţa de potenţial e mai mare. Avem $8^V - 0^V$ (0^V e potenţialul pămîntului) în la doilea circuit din cele 4 circuite.

Ca urmare, bara metalică care conectează catozii în paralel va obţine potenţialul electrocinetic de $7{,}8^V$ practic 8^V. Ca urmare va circula curentul electric numai în al doilea circuit, din cele 4 din dispozitivul „*sau*".

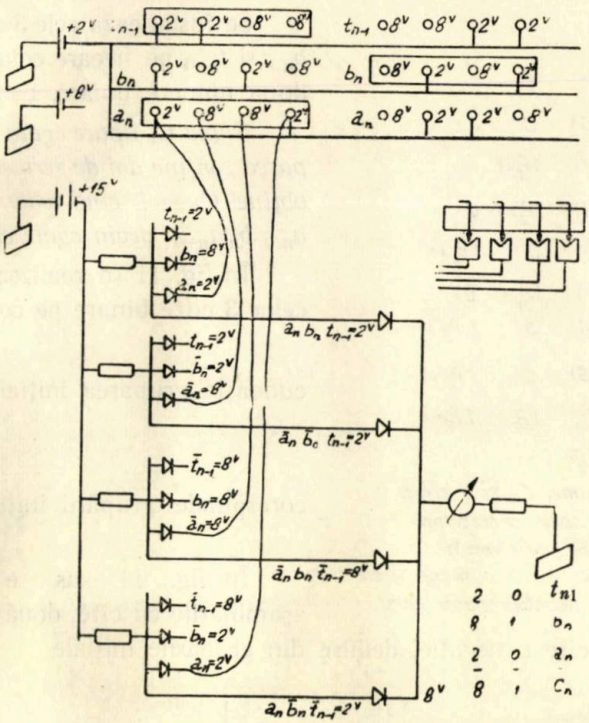


Fig. 11.

Se constată că se realizează experimental în mod automat, reunirea celor 4 funcţii booleene în forma:

$$A \cdot B \cdot C + \overline{A} \cdot \overline{B} \cdot C + \overline{A} \cdot B \cdot \overline{C} + A \cdot \overline{B} \cdot \overline{C} = 0 + 1 + 0 + 0$$

Ca o aplicaţie a realizării experimentale a operaţiilor de intersecţie şi de reunire a elementelor algebrei booleene cu ajutorul dispozitivului din fig. 10, se determină experimental adunarea a două numere binare.

În acest scop, ne folosim de dispozitivul „*şi*" respectiv „*sau*" din fig. 11 prin care se pot modela atît asamblarea cu cîte două negaţii cît şi asamblarea cu cîte o negaţie.

Spre exemplu se adună numerele binare:

$$\begin{array}{ccccccc} 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & & t_{n-1} \\ & 1 & 0 & 1 & 1 & & b_n \\ & & 1 & 1 & 0 & & a_n \\ \hline 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & & c_n \end{array}$$

A	B	C			
a_n	b_n	t_{n-1}	(n)	C_n	t_n
0	0	0	(0)	0	0
0	0	1	(1)	$1P_1=1$	0
0	1	0	(2)	$1P_2=1$	0
0	1	1	(3)	0	$1P_3=1$
1	0	0	(4)	$1P_4=1$	0
1	0	1	(5)	0	$1P_5=1$
1	1	0	(6)	0	$1P_6=1$
1	1	1	(7)	$1P_7=1$	$1P_7=1$

Tabela III

Determinarea sumei C_n și a cifrei de transport t_n care corespund celor 3 cifrei pe coloana n. C_n însumarea a două numere binare $t_{n-1}=t_0$ inițial este întotdeauna zero.

Se însumează cele 3 cifre binare a_n, b_n, și t_{n-1} pe fiecare coloană ale celor două numere binare, care se adună.

Suma C_n apare egală cu 1 cînd gruparea conține doi de zero și un 1. Se mai obține $C_n = 1$ cînd toate cele trei cifre a_n, b_n t_{n-1} devin egale cu 1.

În fig. 11 se realizează însumarea celor 3 cifre binare pe coloană, cînd se cunoaște gruparea inițială $\begin{vmatrix} t_{n-1} \\ b_n \\ a_n \end{vmatrix}$ care corespunde grupării inițiale $\begin{vmatrix} C \\ B \\ A \end{vmatrix}$.

În fig. 11 sus se folosesc atît asamblările cu cîte două negații cît și asamblările cu cîte o negație, deduse din grupările inițiale

$$\begin{vmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{vmatrix} \quad \text{și} \quad \begin{vmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{vmatrix}$$

În figură apare sus prize alimentate de la cele două baterii de acumulatori de 2^V și de 8^V după indicațiile ce le indică elementele grupărilor inițiale și a negațiilor lor.

În fig. 11 în dreapta, este o bară de lemn străbătută de 4 fișe prin care se realizează contactul cu prizele. Fișele sînt în legătură cu cabluri care aduc potențialele la diode de la dispozitivele „*și*".

În exemplul de adunare a două numere binare, se obține 1s prima coloană $\begin{vmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \end{vmatrix}$ care indică gruparea inițială. Cele 3 bare de lemn, sînt introduse în prizele corespunzătoare grupării inițiale.

Înseamnă că se realizează o *grupare principală* în forma $\begin{vmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{vmatrix}$ reprezentînd funcția booleeană canonică $P_2=\bar{a}_n \cdot b \cdot \bar{t}_{n-1}$ la altreilea dispozitiv „*și*".

Se obține la bara metalică, care conectează în paralel catozii diodelor de la dispozitivul „*sau*": 8^V care modelează cifra booleeană 1.

Se constată că există o concordanță între apariția sumei C_n pe coloană egală cu 1 și apariția funcției booleene canonice $P_2 = 1$.

Se constată că însumarea pe coloană a celor 3 cifre binare de la coloana a patra a celor două numere binare care se adună este $\begin{vmatrix} 1 \\ 1 \\ 0 \end{vmatrix}$.

Dat fiindcă apare un zero și doi de 1 la o asamblare cu cîte două negații se constată ușor, că se obține de data aceasta, la al patrulea dispozitiv „și" o grupare secundară $\begin{vmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{vmatrix}$, *care corespunde cu funcția booleeană canonică* $P_3 = a_n \cdot b_n \cdot t_{n-1} = 0$ celelalte 3 bare metalice de la dispozitivul „*și*" ne dă prin intersecție tot zero; astfel că se obține de data aceasta $C_n = 0$.

Dacă cele trei cifre pe coloană ar fi fost toate egale cu 1 în forma $\begin{vmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{vmatrix}$ atunci înseamnă că însăși *gruparea inițială* coincide cu *gruparea principală* care reprezintă funcția booleeană canonică $P_7 = 1$ care ne-ar fi dat $C_n = 1$.

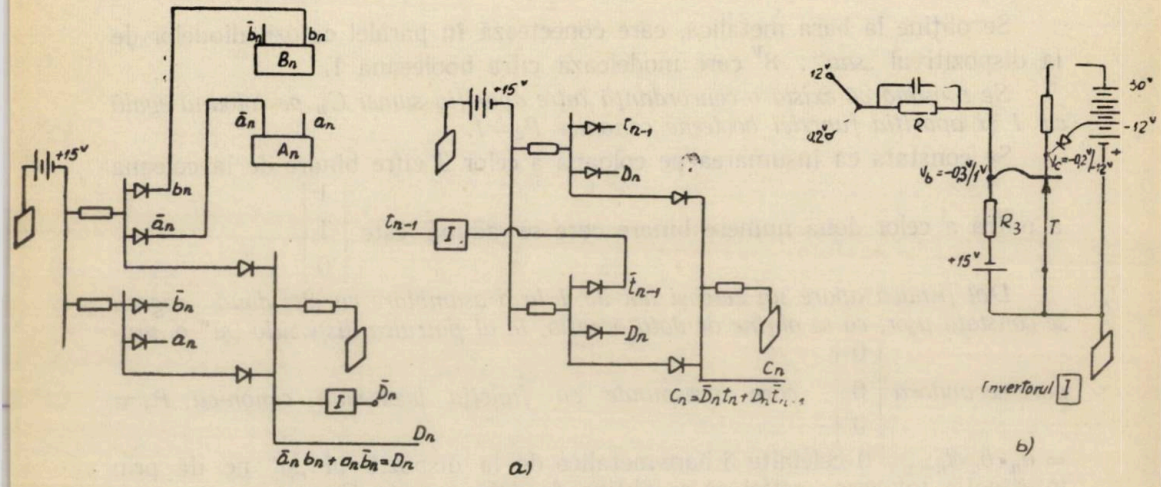
Pentru determinarea cifrei de transport t_n pentru fiecare coloană, se formează cu grupările inițiale $\begin{vmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{vmatrix}$ și $\begin{vmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{vmatrix}$ cîte o *asamblare cu cîte o negație*, ceea ce nu figurează în figura 11.

Într-un astfel de caz, se realizează cifra de *transport* t_n pe coloană egală cu 1 cînd apare pe coloană cîte două cifre de 1 și una de zero; sau toate cele 3 cifre sînt 1. În tabela III se vede cînd apare $C_n = 1$ și $t_u = 1$. Se ține seama că $t_{1-1} = t_0$ este întotdeauna egală cu zero.

În fig. 11, sus, se vor înlocui asamblările cu cîte două negații, prin altele cu cîte o negație, pentru a se obține experimental pe fiecare coloană cifra de transport t_n.

La un calculator electronic automat, prezentarea potențialelor electrocinetice la diodele respective din dispozitivul „*și*", nu se face cu mîna ca în fig.11, ci ele se realizează în mod automat.

În cadrul calculatorului electronic, se ține seama că asamblarea formată cu cîte două negații, cînd gruparea inițială e $\begin{vmatrix} t_{n-1} \\ b_n \\ a_n \end{vmatrix}$ nu conduce la C_n în forma:



a) Dispozitivele „și" și „sau" în calculatorul electronic pentru determinarea sumei t_n a celor 3 cifre binare pe coloana n
b) Invertorul format cu un tranzistor T.

Fig. 12.

$$(a_n b_n + \bar{a}_n \bar{b}_n)\, t_{n1} + (\bar{a}_n b_n + a_n \bar{b}_n)\, \bar{t}_{n-1} = C_n$$

Se introduc subansamblele D_n și $\bar{D}_n$ în formele:

$$\bar{a}_n b_n + a_n \bar{b}_n = D_n\,; \quad a_n b_n + \bar{a}_n \cdot \bar{b}_n = \bar{D}_n$$

în care avem:

$$D_n = a_n \oplus b_n\,; \quad \bar{D}_n = \bar{a}_n \oplus \bar{b}_n$$

astfel că $\bar{D}_n$ e complementul lui D_n.

Ca urmare C_n devine:

$$\bar{D}_n t_{n-1} + D_n \bar{t}_{n-1} = C_n$$

În fig. 12 se urmărește determinarea experimentală a lui C_n cînd se dau tranzistorii A_{n_2} și B_{n_2} și se cunoaște t_{n_1-1} de la determinarea precedentă a lui t_n în care $t_{n_1} = t_{n_2-1}$.

Ținîndu-se seama că în tabelele I și II apare o legătură directă între gruparea inițială și funcția booleeană canonică, se reprezintă în fig. 13, o modelare a funcțiilor booleene canonice $P=1$ în funcție de elementele grupării inițiale A, B, C.

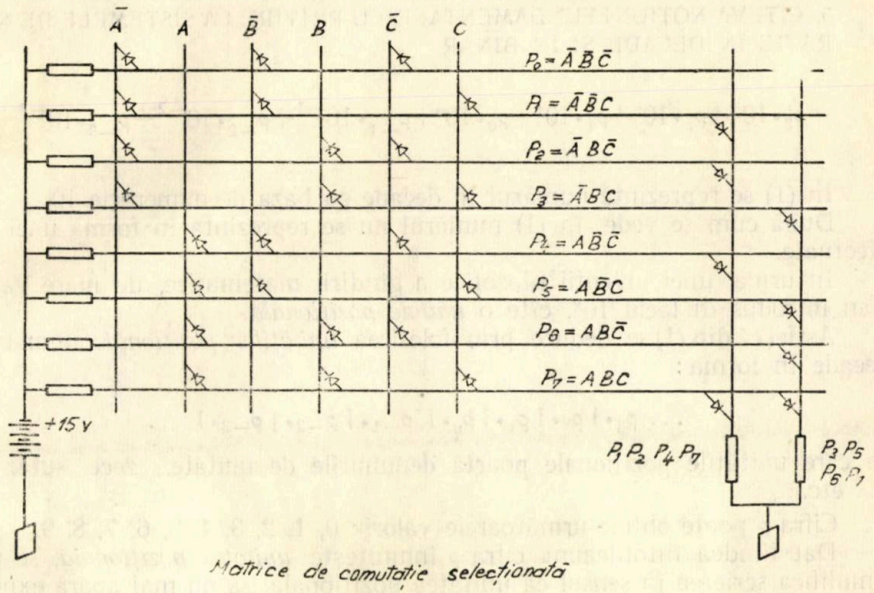


Fig. 13.

Sînt 8 dispozitive „*și*" cu barele metalice plasate orizontal care conectează anozii diodelor în paralel.

Spre exemplu, dacă gruparea inițială se reprezintă prin numărul binar 100, se obține $P_4 = A \cdot \bar{B} \cdot \bar{C} = 1$ ceea ce înseamnă că $\bar{A}=0$, $B=0$, $C=0$, astfel că avem: $P_0=P_1=P_2=P_3=P_5=P_6=P_7=0$

Se obține așadar în fig. 13, o *matrice de comutație*; deoarece $P=1$ devine comutată după cum apare gruparea inițială sus.

Dat fiindcă se obține la însumarea a 3 cifre pe coloană, la adunarea a două numere binare:

$$C_n = 1 = P_1 \text{ sau } P_2 \text{ sau } P_4 \text{ sau } P_7$$

$$t_n = 1 = P_3 \text{ sau } P_5 \text{ sau } P_6 \text{ sau } P_7$$

se prezintă în fig. 13, dreapta, două dispozitive „*sau*" pentru realizarea separației funcțiilor booleene canonice P_1, P_2, P_4, P_7 de funcțiile booleene canonice: P_3, P_5, P_6 P_7

Datorită acestui fapt fig. 13 reprezintă o *matrice de comutație selecționată.*

În fig. 13 la dispozitivul „*sau*" nu sa folosit funcția booleeană canonică $P_0=\bar{A} \cdot \bar{B} \cdot \bar{C}=1$ deoarece la însumarea celor 3 cifre pe fiecare coloană la adunarea a două numere binare, $P_0=1$ nu este folosit.

5. CÎTEVA NOȚIUNI FUNDAMENTALE, CU PRIVIRE LA SISTEMELE DE NUMERAȚIE ÎN DECADE ȘI ÎN BINAR.

$$\ldots + p_3 \cdot 10^3 + p_2 \cdot 10^2 + p_1 \cdot 10^1 + p_0 \cdot 10^0 + p_{-1} \cdot 10^{-1} + p_{-2} \cdot 10^{-2} + p_{-3} \cdot 10^{-3} + \ldots \quad (1)$$

În (1) se reprezintă numărul în decade cu baza de numerație 10.

După cum se vede, în (1) numărul nu se reprezintă în forma unei sume efectuate.

În urma unei invenții filozofice a gîndirii matematice, de mare valoare, s-au introdus în locul 10^x, cîte o *unitate poziționlă.*

Astfel că din (1) se deduce prin folosirea *unităților poziționale* numărul în decade în forma:

$$\ldots p_3 \cdot 1\, p_2 \cdot 1\, p_1 \cdot 1\, p_0 \cdot 1,\, p_{-1} \cdot 1\, p_{-2} \cdot 1\, p_{-3} \cdot 1 \ldots \quad (2)$$

în care unitățile poziționale poartă denumirile de unitate, zece, sută, mie ... etc.

Cifra p poate obține următoarele valori: 0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9.

Dat fiindcă întotdeauna cifra p înmulțește *unitatea poziționlă*, se poate simplifica scrierea în sensul că unitatea poziționlă, să nu mai apară explicită, ci ea devine subînțeleasă.

În felul acesta numărul în decade ia forma:

$$\ldots p_3 p_2 p_1 p_0, p_{-1} p_{-2} p_{-3} \ldots \quad (3)$$

Spre exemplu:

$$1\ 3\ 2\ 5,\ 0 \quad (4)$$

De obicei se zice că numărul în forma (4) se găsește într-o *formă prescurtată* a numărului în decade din (1), ceea ce nu-i just. Nu e o prescurtare, ci reprezentarea numărului în (4) se datorește numai introducerii *unităților poziționale* care face să nu se mai folosească semnul + din (1).

Un caz asemănător, îl avem și cu constanta universală „*C*", cu ajutorul căreia se prezintă legătura dintre mărimile electrice și mărimile magnetice, în cadrul fenomenului electromagnetic.

Se știe că mărimile electrice singure, au fost determinate experimental, în cadrul fenomenului electrostatic, iar mărimile magnetice singure, au fost determinate experimental în cercetarea fenomenului magnetostatic, produs de magneții permanenți.

Datorită acestui fapt, au luat ființă *două sisteme de măsuri* independente între ele, unul pentru mărimile electrice și celălalt pentru mărimile magnetice.

Dat fiindcă în manifestarea fenomenului electromagnetic, acționează împreună mărimile electrice cu cele magnetice, pentru stabilirea legăturii dintre mărimile electrice cu cele magnetice, trebuie introdusă o constantă de legătură, denumită *constanta universală „C"*. Așadar *legile lui Maxwell în care apar mărimile electrice în legătură cu mărimile magnetice, nu ar fi putut fi utilizate,*

dacă constanta universală „C" nu ar fi fost determinată experimental. Totuşi s-a găsit necesar, ca constanta universală „*C*" să nu mai apară explicit în formule, pentru a simplifica formulele. Spre exemplu, în cadrul *sistemului de măsuri electromagnetic*, constanta universală „*C*" e înglobată în mărimile electrice.

Acest avantaj însă e plătit scump, deoarece mulţi nu ştiu de existenţa constantei universale „*C*" şi nu ştiu, că numai datorită determinării experimentale a acestei constante a fost posibil să se folosească legile lui Maxwell la cercetarea fenomenului electromagnetic.

Cu acest prilej mai putem exprima numărul 1325 de mai sus şi cu cifre romane în forma:

$$MCCCXXV \tag{5}$$

Se constată că în (5) numărul se reprezintă ca o sumă neefectuată ca în (1) semnul plus între simboluri e subînţeles. Numai prin viu grai se reprezintă numărul ca o sumă efectuată,

$$\ldots + p_3 \cdot 2^3 + p_2 \cdot 2^2 + p_1 \cdot 2^1 + p_0 \cdot 2^0 + p_{-1} \cdot 2^{-1} + p_{-2} \cdot 2^{-2} + p_{-3} \cdot 2^{-3} \ldots \tag{6}$$

În (6) se reprezintă numărul binar cu baza 2 tot aşa ca în (1) în forma unei sume neefectuate.

$$\ldots p_3 p_2 p_1 p_0 , \quad p_{-1} p_{-2} p_{-3} \ldots \tag{7}$$

În (7) se reprezintă numărul binar cu *unităţile poziţionale* subînţelese care devin înmulţite cu cifra p care cifră de data aceasta poate să fie 0 sau 1.

Unităţile poziţionale la numărul binar, nu posedă denumiri pentru că numai calculatorul electronic calculează cu numere binare.

Spre exemplu, se exprimă un număr binar în forma:

$$111,\ 111 \tag{8}$$

care în decade reprezintă

$$7{,}875$$

Dat fiindcă s-a reuşit să se realizeze cu dispozitivele „*şi*" respectiv „*sau*" obţinerea experimentală a funcţiilor booleene canonice $P_1=1$, $P_2=1$, $P_4=1$, $P_7=1$ care corespund sumei pe coloana $C_n=1$ precum şi funcţiile booleene canonice $P_3=1$, $P_5=1$, $P_6=1$, $P_7=1$ care corespund cifrei de transport $t_n=1$ pe coloană este firesc să se folosească în calculator numerele binare, care posedă numai două cifre $p=0$ şi $p=1$ în felul acesta, aceste două cifre coincid cu cele două cifre booleene de 0 şi 1 pentru a se realiza efectuarea sumei a două numere binare în mod automat.

Spre exemplu se modelează cifra binară 0 cu -12 V care exprimă potenţialul electrocinetic V_{c_2} de la tranzistorul T_2.

În mod analog prin potenţialul electrocinetic $V_{c_2}=-0{,}2$ se modelează cifra binară 1 de la tranzistorul T_2.

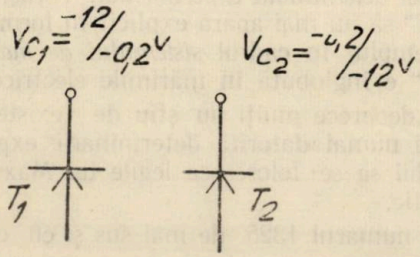


Fig 14

Circuit electronic basculant bistabil

În fig. 14 se reprezintă un circuit *electronic basculant bistabil din* calcula torul electronic.

E deosebit de important să se menționeze, că prin modelarea cifrelor binare 0 și 1 prin potențialul electrocinetic $V_{c2} = -12^V$ și $V_{c2} = -0{,}2^V$, prezintă avantajul că se modelează concomitent și negațiile acestor cifre. *În felul acesta există posibilitatea de a exprima atît elementele algebrei booleene, cît și negațiile acestor elemente, la aplicarea algebrei booleene.* În fig. 14 se obțin la tranzistorul T_1, negațiile potențialelor de la tranzistorul T_2.

În calculatorul electronic, prin funcționarea generatorului de impulsuri de potențiale electrocinetice, se manifestă mereu cîte un *fenomen electromagnetic tranzitoriu*, prin care se realizează o propagare a potențialului electrocinetic cu viteza luminii în circuitele electrice existente.

După cum se știe, potențialul electrocinetic, asigură circulația curentului electric, în circuitul electric, în sensul în care potențialul electrocinetic descrește, tot așa, după cum potențialul gravific asigură circulația apei în rîuri și fluvii în sensul în care potențialul gravific descrește pînă la mare și ocean, unde potențialul gravific e cel mai scăzut.

Concomitent cu manifestarea fenomenului electromagnetic tranzitoriu se realizează după un program memorat în calculator, executarea tuturor instrucțiunilor cuprinse în el, cu privire la efectuarea de operații aritmetice, de la pornirea, pînă la oprirea calculatorului.

Dat fiindcă în general, un program de lucru posedă o *conducere mintală* la executarea instrucțiunilor, înseamnă că prin memorarea programului de lucru în calculator, *conducerea mintală e înlocuită printr-un semnal de comandă logic, care se exprimă printr-o funcțiune booleeană canonică de forma $P=1$. O astfel de funcție booleeană canonică $P=1$ apae în forma unui potențial electrocinetic la un dispozitiv „și“.*

E interesant de relevat că, un dispozitiv *„și“* la care acționează funcția booleeană canonică P ca *un semnal de comandă logic, concomitent funcționează dispozitivul „și“, atît ca un releu cît și ca un ventil electric sau supapă electrică.*

Dispozitivul *„și“* funcționează ca un releu, *prin sursa de energie locală pe care o posedă*, necesară la propagarea impulsului de potențial în circuitul electric; pe de altă parte, cît timp apare semnalul de comandă $P=0$ dispozitivul *„și“* se comportă ca supapă electrică, nepermițînd o propagare ai mpulsului de potențial electrocinetic, la distanță.

6. OBIECȚIUNI CU PRIVIRE LA MODUL DE UTILIZARE A ALGEBREI BOOLEENE ÎN FUNCȚIONAREA CALCULATORULUI ELECTRONIC.

În literatura de specialitate, cu privire la utilizarea *algebrei booleene în funcționarea calculatorului electronic cifric*, în loc să se atragă atenția că mai întîi există o modelare a elementelor algebrei booleene A, B, C prin *mărimi geometrice* cu valori numerice, care cresc continuu de la 0 la 1 și după aceea, o modelare a elementelor A, B, C prin *mărimi electrice*, cînd elementele obțin numai valori limită de o booleean și 1 booleean, pentru a se realiza în felul acesta, o explicație clară a postulatelor, a definițiilor și a funcțiilor booleene, obținute prin efectuarea operațiilor de intersecție și de reunire, asupra elementelor și asupra complementelor acestor elemente, se întîlnește deseori în literatura de specialitate numai *interpretarea elementelor algebrei booleene* A, B, C prin *cîte o propoziție căreia i se atașează cifra* 1 *cînd ea conține o afirmație adevărată sau i se atașează cifra* 0, *cînd ea conține o afirmație falsă.*

Spre exemplu : propoziția : *22 februarie e ziua de naștere a lui Washington*, conține o afirmație adevărată ; deci i se atașează cifra 1[1].

Prin semnul reunirei + se consideră disjuncția *„sau"*, astfel că $A+B$ ne arată că sau propoziția A este adevărată sau propoziția B este adevărată.

De asemeni prin semnul intersecției, care reprezintă conjuncția *„și"* ; se constată că funcția $A \cdot B$ ne arată că și propoziția A și propoziția B trebuiesc să fie adevărate, pentru ca $A \cdot B$ să fie adevărată.

După cum vedem, o astfel de modelare a elementelor A, B, C prin cîte o propoziție, care poate să conțină fie o afirmație adevărată sau o afirmație falsă, *este realmente realizată numai prin viu grai* ; *sprijinită numai prin puterea de atracție a ideilor.*

Numai în cazul, cînd cercetătorul reușește să se sprijine *pe puterea de convingere prin rațiune, pe baza principiilor și a legilor naturii* poate să-și dea seama, că modelarea elementelor A, B, C prin propoziții, care conțin fie o afirmație adevărată sau falsă, *devine iluzorie și inoperantă în cercetarea fenomenelor*, deoarece cifra 1 *atașată propoziției care conține o afirmație adevărată, nu exprimă măsura care ne arată, de cîte ori unitatea stabilită, care se poate reproduce orișiunde și orișicînd în mod exact, în baza principiilor și a legilor naturii, s-a cuprins în mărimea dată, prin care apare modelat elementul din algebra booleeană.*

Pentru acei, care nu știu că *algebra booleeană* aplicată la funcționarea calculatorului electronic, conține 6 postulate și 3 definiții cu ajutorul cărora se efectuează cele două operații de intersecție și de reunire, asupra elementelor și asupra complementelor acestor elemente, nu pot să-și dea seama, *că dispozitivele „și" respectiv „sau", folosite în calculator, cu cele două potențiale electrocinetice, prin care se modelează 1 booleean, și o booleean execută deja realmente, în mod automat, operațiile de intersecție și de reunire asupra elementelor A, B, C care sînt deja modelate prin potențialele electrocinetice, fără ca să mai fie nevoie, de a se introduce o modelare a elementelor prin propoziții pentru explicația aplicării algebrei booleene.*

S-a arătat în lucrare, că valoarea potențiaîului electrocinetic, obținut la *bara metalică*, care conectează anozii diodelor în paralel, prin care se exprimă intersecția, e mai mică ca valoarea numerică a potențialului electrocinetic, obținut la bara metalică, care conectează catozii diodelor în paralel, prin care se exprimă reunirea. Numai cînd elementele posedă aceleași valori de 0 sau 1., cele două valori numerice ale potențialelor, obținute la cele două bare metalice devin egale, ceea ce verifică însușirile operațiilor de intersecție și de reunire fără să fie nevoie de a modela elementele *A*, *B*, *C* prin propoziții cu un conținut adevărat sau fals.

Din cele prezentate mai sus, se poate trage concluzia, că numai pentru utilizarea dogmatică a dispozitivelor „și" respectiv „sau" se găsește necesar pentru acei care nu cunosc existența celor 6 postulate și 3 definiții ale algebrei booleene, utilizarea modelării elementelor algebrei booleene A, B, C prin propoziții cu un conținut adevărat sau fals.

În literatura de specialitate, nu se cunoaște existența *asamblărilor* formate cu cîte o negație sau cu cîte două negații sau cu cîte 3 negații, *care realmente devin modelate prin dispozitivele „și" respectiv „sau".*

Ca urmare, nu se știe clar, că atît suma C_u cît și cifra de transport t_n la însumarea celor 3 cifre pe fiecare coloană, la adunarea a două numere binare, au putut fi obținute în mod automat, pentru că existența $C_u=1$ respectiv $t_u=1$ coincide cu realizarea experimentală a funcțiilor booleene canonice $P_1=1$ $P_2=1$, $P_4=1$, $P_7=1$ respectiv *$P_3=1$, $P_5=1$, $P_6=1$, $P_7=1$* la dispozitivele *„și"* respectiv *„sau"* precum și la matricea de comutație selecționată.

Din păcate cei ce folosesc explicația dogmatică a dispozitivelor *„și"* respectiv *„sau"* nu remarcă că prin *necunoașterea asamblărilor* nu se poate explica, că se realizează experimental *numai o concordanță între $C_n=1$ respectiv $t_n=1$ cu $P=1$ stabilite la dispozitivul „și" respectiv „sau".*

7. TEORIA ALGEBRICĂ A MECANISMELOR ȘI A FRAZELOR.

Se mai relevă cu acest prilej, că pe lîngă modelarea elementelor algebrei booleene *A*, *B*, *C* prin mărimi geometrice, spre exemplu, exprimate prin suprafețe de cercuri plasate pe suprafața unui pătrat egală cu unitate, adică elementele *A*, *B*, *C* capătă în acest caz, valori numerice care cresc continuu de la 0 la 1 ; de asemeni pe lîngă modelarea elementelor *A*, *B*, *C* prin două potențiale electrocinetice discrete, în cazul cînd elementele capătă numai valori limită de o booleean și 1 booleean, *mai există o nouă posibilitate de modelare a elementelor A, B, C.*

Cînd există *mecanisme*, în funcționarea cărora se evidențează două stări extreme de comportare a lor, cum ar fi spre exemplu, un *întrerupător închis* care permite să poată circula un curent electric în circuit, spre deosebire de un *întrerupător deschis* care nu mai permite circulația curentului electric în circuit ; se *poate asocia întrerupătorului închis cifra 1 și întrerupătorului deschis cifra* 0, ca la modelarea elementelor *A*, *B*, *C* din algebra booleeană, cu două

valori discrete, admiţînd cazul cînd elementele algebrei booleene capătă numai valori limită de 1 booleean şi de 0 booleean.

O astfel de modelare, se justifică prin faptul, că *întrerupătorul închis se poate reproduce ori şi unde şi ori şi cînd în mod exact în baza principiilor şi a legilor naturii, iar cifra 1 ataşată întrerupătorului închis, ne arată ca şi cum întrerupătorul închis s-a repetat o singură dată la numărarea întrerupătoarelor închise.*

Nu se poate afirma, că o propoziţie cu un conţinut adevărat, în afară de reproducerea ei prin viu grai, mai poate fi reprodusă experimental ori şi unde şi ori şi cînd în mod exact, în baza principiilor şi a legilor naturii, fără să fie iniţial introdusă prin viu grai.

Se relevă că *reproducerea unei propoziţii cu conţinut adevărat prin viu grai, se sprijină numai pe puterea de atracţie a ideilor.*

Se consideră că în cazul cînd două întrerupătoare A, B se găsesc conectate în serie, că un curent electric poate avea loc în circuit, cînd şi întrerupătorul A şi întrerupătorul B sînt conectate, *ceea ce evidenţiază o operaţie de intersecţie* iar în cazul cînd întrerupătoarele A, B se găsesc conectate în paralel, atunci se formează curentul electric în circuit, cînd sau întrerupătorul A sau întrerupătorul B este conectat, *ceea ce echivalează cu o operaţie de reunire.*

De data aceasta, algebra booleeană nu se comportă ca un *instrument matematic în manifestarea unui fenomen ci ca un instrument matematic la definitivarea unui ansamblu de anumite stări, pe care trebuie să le execute mecanismul.*

Cît timp este vorba despre *potenţialele electrocinetice*, de la barele metalice ale dispozitivului „*şi*" respectiv „*sau*" stabilit cu *instrumentul matematic obişnuit*, concomitent cu stabilirea aceloraşi potenţiale, ca funcţii booleene canonice de tip P, obţinute cu ajutorul algebrei booleene, e firesc, că trebuie să ne dăm seama, că de data aceasta, *algebra booleeană se comportă ca un instrument matematic în manifestarea fenomenului.*

Altfel se petrec lucrurile, cînd se urmăresc *mecanismele automatef inite* : [7][8]

S-a relevat deja că într-un astfel de caz, algebra booleeană, se comportă ca un *instrument matematic*, numai pentru definitivarea ansamblului de stări, care devin executate de mecanismele automate.

Ca urmare, modelarea într-un astfel de caz, atît a elementelor algebrei booleene cît şi a funcţiilor booleeene, prin *calculul propoziţiilor*, trebuie privită ca o *metodă simbolică* de exprimare a stărilor obţinute ; la fel cum *metoda complexă* serveşte la soluţionarea într-o formă simplă, a ecuaţiilor cu derivate parţiale.

Pentru a se putea înţelege uşor, în ce constă *calculul propoziţiilor*, menţionăm că un astfel de calcul trebuie privit, ca un rezultat dedus din *teoria algebrică a frazelor* ; cu un cuvînt, dedus din *algebra logicei.*

Acei ce cunosc temeinic modelarea geometrică a elementelor şi a funcţiilor booleene, la baza cărora se găsesc cele 6 postulate ale lui Hungtinton, pot vedea uşor, în ce constă *teoria algebrică a frazelor.*

Fie p, q, r elemente ale algebrei booleene, ca variabile independente, în cazul cînd ele obţin valori limită de : 0 şi 1, care devin modelate prin *propoziţii simple.*

Propoziţiile simple sînt considerate matematic, ca *expresii logice simple*, cu un conţinut variabil, care exprimă fie o afirmaţie adevărată, evidenţiată prin cifra 1 ; fie o afirmaţie falsă sau contrarie, evidenţiată prin cifra 0.

Compunerea unei fraze din *propoziţii simple*, e considerată matematic, ca o *expresie logică compusă* ; folosindu-se în acest scop 8 *constante logice*, prin care se înţeleg *reguli de compunere a propoziţiilor simple.*

Expresiile logice compuse apar ca modelări ale funcţiilor booleene, stabilite prin operaţiile de reunire şi de intersecţie, cînd elementele capătă numai valori limită de : 0 şi 1.

Ca exemplu, se introduc următoarele două *propoziţii simple ca expresii logice simple* :

$p=1$ *merg* $\quad\quad$ $q=1$ vorbesc

$\left\{\begin{matrix} p=0 \\ \overline{p}=1 \end{matrix}\right\}$ nu merg $\quad\quad$ $\left\{\begin{matrix} q=0 \\ \overline{q}=1 \end{matrix}\right\}$ nu vorbesc

considerate ca *expresii logico simple* cu conţinut variabil.

1) $p \cdot q=1$ merg şi *vorbesc* corespunde operaţiei de intersecţie.

2) $p \cdot \overline{q}=1$ merg şi nu vorbesc corespunde unei *excepţie sau înhibare.*

3). $\overline{p} \cdot \overline{q}=1$ nici nu merg şi nici nu vorbesc, corespunde unei operaţi. *rejecţie* în forma :
$\overline{p} \cdot \overline{q}=\overline{p+q}=1$ prin care se modelează una din teoremele lui Morgan.

în $\overline{p+q}=1$: sau să merg ($p=1$, $q=0$) sau să vorbesc ($p=0$, $q=1$) este exclusi

4). $\overline{p \cdot q}=1$ Să merg şi să vorbesc este exclus
($p=0$, $q=0$) operaţie de excludere totală
($p=1$, $q=0$) operaţie de excludere parţială.
($p=0$, $q=1$)

$\overline{p \cdot q}=\overline{p}+\overline{q}=1$ prin care se evidenţiază a doua teoremă a lui Morgan în $\overline{p}+\overline{q}=1$
($\overline{p}=1$, $\overline{q}=0$) sau nu merg
($\overline{p}=0$, $\overline{q}=1$) sau nu vorbesc
($\overline{p}=1$, $\overline{q}=1$) indiferent dacă sau nu merg sau nu vorbesc
($\overline{p}=0$, $\overline{q}=0$) corespunde excluderii totale.

5). $(p+\overline{q}) \cdot (\overline{p}+q)=1$ E totuna, dacă nu mai merg sau dacă nu mai vorbesc.
avem : $(p+\overline{q}) \cdot (\overline{p}+q)=1=p \cdot \overline{p}+p \cdot q+q \cdot \overline{p}+\overline{q} \cdot q=0+1+0+0$
cu : $(p+q)=1$ ($p=1$, $q=0$) e totuna dacă nu mai merg
cu : $(\overline{p}+q)=1$ ($\overline{p}=0$, $q=1$) e totuna dacă numai vorbesc
corespunde *operaţiei de echivalenţă*

6). $p+q=1$ sau merg ($p=1$, $q=0$)
sau vorbesc ($p=0$ $q=1$)
e indiferent dacă sau merg sau vorbesc ($p=1$, $q=1$)
corespunde operaţiei de reunire

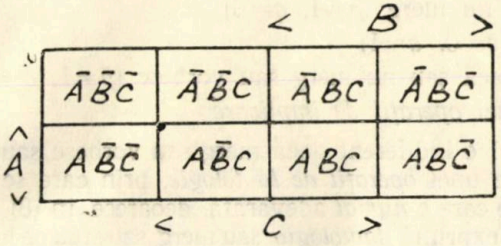


Fig 15

Diograma Veitch pentru cazul a trei elemente ABC

Lucrările cele mai mari, se realizează de obicei, numai din lucruri mici, *bine gîndite, bine cunoscute şi bine pricepute.*

CONCLUZIA

Se recomandă aşa dar, ca cercetătorul să folosească mai întîi modelarea elementelor algebrei booleene, prin *mărimi geometrice*, pentru a pricepe temeinic funcţiile booleene, aşa cum s-a procedat în această lucrare.

După aceea, modelîndu-se elementele algebrei booleene, prin *potenţialele electrocinetice* cu două valori discrete, pentru valorile limită ce le pot lua elementele de 0 şi 1, cercetătorul îşi dă perfect seama, *de restul conjuncţiei „şi" respectiv a disjuncţiei „sau" prin care se evidenţează operaţiile de intersecţie şi de reunire.*

Pe de altă parte, într-un astfel de caz, se mai constată, cum algebra booleeană, se comportă ca un instrument matematic în manifestarea fenomenului.

După cum s-a văzut, algebra booleeană, ca *instrument matematic*, acţionează concomitent, cu *instrumentul matematic obişnuit*, cu ajutorul căruia, se stabileşte realmente *interdependenţa dintre toate mărimile, care se manifestă în fenomenul electromagnetic tranzitoriu*, din calculatorul electronic automat.

Cine ar fi putut gîndi, că *potenţialele electrocinetice* de la barele metalice ale dispozitivelor *„şi"* respectiv *„sau"*, stabilite cu ajutorul *instrumentului matematic obişnuit*, mai modelează şi *funcţiile booleene canonice de tip P*, obţinute prin efectuarea automată a operaţiilor de intersecţie şi de reunire, *datorită acţionării concomitente şi a algebrei booleene ca instrument matematic.*

S-a văzut cum *funcţiile booleene canonice de tip P, mijlocesc determinarea în mod automat, a operaţiei de adunare a două numere binare*; operaţie care stă la baza celor 4 operaţii aritmetice şi toate acestea, numai datorită *algebrei booleene ca instrument matematic în manifestarea fenomenului.*

7). $\bar{p}+q=1$ sau nu merg ($\bar{p}=1$, $q=0$)
sau vorbesc ($p=0$, $q=1$)
e indiferent dacă sau nu merg sau vorbesc ($\bar{p}=1$, $q=1$)
corespunde unei *operații de implicare*

8). $(p+q)+\bar{p}=1$ e indiferent dacă merg sau vorbesc sau nu merg, corespunde unei *operații de tautologie*, prin care se exprimă o afirmație care e *numai* adevărată, deoarece în (8) avem: $p+\bar{p}=1$ care exprimă *tautologia* sau merg sau stau pe loc în același timp, este o *certitudine, exprimă principiul teirțului exclus.*

Ca o tautologie mai avem:
$\bar{p}\cdot p=1$ și să nu merg și să merg, în același timp, este exclus prin care se exprimă *principiul contradicției.*

În toate cele 8 cazuri prezentate mai sus, *expresiile logice compuse* obținute, corespund funcțiilor booleene de tip *P.* În felul acesta se concepe *teoria algebrică a frazelor.*

Ca încheiere se mai relevă că, în literatura de specialitate capitolul 5 [5] în locul celor 6 postulate ale lui Hungtington și trei definiții, se prezintă șapte relații în formele:

$$\bar{\bar{x}}=x;\ x\cup\bar{x}=1;\ x\cap\bar{x}=0$$

$$\overline{x\cup Y}=\bar{x}\cap\bar{Y};\ \overline{x\cap Y}=\bar{x}\cup\bar{Y};\ \bar{0}=1;\ \bar{1}=0$$

prin semnul U se evidențează semnul de reunire $+$, iar prin semnul $\cap$ se evidențiază semnul intersecției (punctul). Așa se face, că în literatura de specialitate [8] cap. I § b se consideră spre exemplu operațiile:

$$0\cup a=a;\ 1\cup a=1$$

ca *proprietăți ale lui* 0 și 1.

Pe de altă parte, prin introducerea adunării și a înmulțirii congruențelor (modulo 2), se realizează operațiile de reunire și de intersecție ale elementelor-algebrice booleene, într-o formă matematică abstractă, ca un ingenios artificiu de calcul, pentru cazul, cînd elementele algebrei booleene, capătă numai valori de 0 și 1.

Se mai întîlnește în literatura de specialitate pe lîngă *diagrama Venn* și *diagrama Veitch* prezentată în fig. 15, spre exemplu, pentru cazul cînd există 3 elemente *A, B, C.*

În cele 8 celule din fig. 15, se introduc funcțiile booleene canonice de tip *P* într-o repartiție stabilită arbitrar; pe cînd în diagrama Venn, porțiunile de suprafață de cercuri și porțiunea din suprafața patratului, după cum s-a văzut, modelează exact prin suprafețele lor, valorile subunitare ale funcțiilor booleene obținute prin intersecții.

Cine ar fi putut să întrevadă dinainte, că numai *datorită acționării algebrei booleene, ca instrument matematic, a devenit posibil să se realizeze o contopire a celor 3 acțiuni: semnul de comandă logic, cu un releu și cu o supapă electrică întruchipate în dispositivul „și"*.

Toate acestea, devin cu adevărat pricepute de către cercetător, numai atunci cînnd el a reușit să se sprijine temeinic *pe puterea de convingere, prin rațiune, pe baza principiilor și a legilor naturii, concepție fundamentală, folosită în cercetarea oricărui fenomen, oricît de simplu ar fi el.*

Puterea de atracție a ideilor, care stă la baza modelării elementelor algebrei booleene prin *propoziții simple*, devine utilă în cercetarea unui fenomen, numai în asociație cu *puterea de convingere prin rațiune, pe baza principiilor și a legilor naturii*, deoarece numai în felul acesta, cele cercetate, devin temeinic pricepute, așa cum s-a arătat în lucrarea [3].

La ora actuală, se constată că, în loc ca, în cercetarea oricărui fenomen, oricît de simplu ar fi el, să căutăm să ne sprijinim numai pe *puterea de convingere prin rațiune, pe baza principiilor și a legilor naturii*, din păcate, ne sprijinim numai pe *puterea de atracție a ideilor*, ispitiți fiind de formulele matematice, deduse *numai din cercetarea teoretică* a fenomenului [3]. *care au la bază puterea de atracție a gîndirii matematice.*

BIBLIOGRAFIE

1. Yaoham Chu *Bazele proiectării calculatoarelor numerice* Editura tehnică București 1968
2. Pelegrin M. *Calculatoare analogice și numerice. Aplicații în automatizări.* Editura Tehnică 1966
3. Andronescu Pl. Arhiva pentru principiile și legile naturii. Rev. Progresele științei 5 nr. 3 1969.
4. Dumitriu A. *Soluția paradoxelor logico-matematice.* Editura științifică București 1966.
5. Rudeanu S. *Axiomele laticelor și ale algebrelor booleene* Editura Acad. R. S. R. 1963.
6. Andronescu Pl. Semnificația principală a versorului. Revista Electrotehnila nr. 12 1968.
7. Moisil Gr C. Logica-știință aplicată. De la filozofie la inginerie. Revista Progresele științei 1 nr. 1, 1965.
8. Moisil Gr. C. *Teoria algebrică a mecanismelor automate* București, Editura Tehnică, 1959.
9. Popovici C. *Viața și opera lui George Boole.* Revista Progresele științei 1 1963

БУЛЕВАР АЛГЕБРА-МАТЕМАТИЧЕСКИЙ ИНСТРУМЕНТ ПРОЯВЛЕНИЯ ЯВЛЕНИЙ

РЕЗЮМЕ

При моделировании элементов булевой алгебры, когда они получают предельные значения булевого 0 и булевого 1, дискретными значениями электрокинетических потентиалов электрических цепей с диодами, отмечается осуюествление канонических булевых функций II, предельные значения которых совпадают по сумме C и по переходному отношению

t при суммировании по столбцу трех цифр в двоичной системе к двум числам в двоичной системе.

Второе применение булевой алгебры указано в алгебраической теории как автоматических механизмов, так и предложений которых не следует смешивать с первым вышеуказаным применением.

DAS BOOLEEANISCHE ALGEBRA ALS MATHEMATISCHES INSTRUMENT ZUR ERLÄUTERUNG DES PHÄNOMENS.

ZUSAMMENFASSUNG

Im numerischen Computer, gleichzeitig mit dem Erscheinen des elektrokinetischen Phänomens in transitorischen Regim, verwirklicht sich auch die Summe zweier binärer Zahlen, die man als Werwendung der booleeanischen Algebra als mathematisches. Instrument in der Erlenterung eines Phänomens in einem elektrische Stromkreis mit Dioden erklären kann.

BUDAPESTI MŰSZAKI EGYETEM 1948 KÖNYVTÁR